621.365
Z88m
no.11

MITTEILUNGEN
AUS DEM INSTITUT FÜR HOCHFREQUENZTECHNIK
AN DER EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE IN ZÜRICH
HERAUSGEGEBEN VON PROF. DR. F. TANK

Nr. 11

Studien über Impulsmodulation

WALTER BACHMANN
Dr. sc. techn.

VERLAG LEEMANN ZÜRICH

THE LIBRARY OF THE
JAN 2 6 1958
UNIVERSITY OF ILLINOIS

MITTEILUNGEN AUS DEM INSTITUT FÜR HOCHFREQUENZTECHNIK AN DER E.T.H

Herausgegeben von Prof. Dr. F. Tank

No. 1	1942	**Studien über die Technik der Ultrakurzwellen im Bereiche von 1 Meter Wellenlänge.** Von Dr. sc. techn. Rudolf Schüpbach	Fr. 7.20 (vergriffen)
No. 2	1943	**Die Beziehungen zwischen Nutzspannung und Störspannung bei den Frequenzumsetzungen der drahtlosen Mehrkanaltelephonie.** Von Dr. sc. techn. Erwin Huber	Fr. 7.20 (vergriffen
No. 3	1944	**Elektrische Schwingtöpfe und ihre Anwendung in der Ultrakurzwellen-Verstärkertechnik.** Von Dr. sc. techn. Alfred de Quervain	Fr. 6.— (vergriffen)
No. 4	1946	**Der frequenzstabile Schwingtopf-Generator.** Von Dr. sc. techn. Arnold Braun	Fr. 7.50
No. 5	1946	**Über Frequenzmodulatoren für Ultrahochfrequenz.** Von Dr. sc. techn. Georg Weber	Fr. 9.—
No. 6	1946	**La soudure stéatite-métal et son application à la construction de tubes électroniques.** Par Roger Wellinger, Dr. sc. techn.	Fr. 7.—
No. 7	1947	**Über Synchronisierung von Röhrengeneratoren durch modulierte Signale.** Von Dr. sc. techn. Fritz Diemer	Fr. 10.80
No. 8.	1947	**Kettenförmige Ultrakurzwellen-Bandfilter aus quasistationären Schwingtöpfen.** Von Dr. sc. techn. Fridolin Staub	Fr. 10.—
No. 9	1948	**Eine Ultrakurzwellen-Frequenzweiche aus quasistationären Schwingtöpfen.** Von Dr. sc. techn. Fridolin Staub	Fr. 7.50
No. 10	1948	**Breitband-Richtstrahlantennen mit Anpaßvierpolen für Ultrakurzwellen.** Von Dr. sc. techn. Rolf Peter	Fr. 8.—
No. 11	1949	**Studien über Impulsmodulation.** Von Dr. sc. techn. Walter Bachmann	Fr. 9.—
No. 12	1949	**Ein Ultrakurzwellen-Telefoniesystem hoher Kanalzahl mit Frequenzweiche.** Von Dr. sc. techn. Gustav Fontanellaz	(in Vorbereitung)

Durch jede Buchhandlung erhältlich
VERLAG LEEMANN ZÜRICH

MITTEILUNGEN
AUS DEM INSTITUT FÜR HOCHFREQUENZTECHNIK
AN DER EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE IN ZÜRICH
HERAUSGEGEBEN VON PROF. DR. F. TANK

Nr. 11

Studien über Impulsmodulation

WALTER BACHMANN
Dr. sc. techn.

VERLAG LEEMANN ZÜRICH

THE LIBRARY OF THE
JAN 2 0 1958
UNIVERSITY OF ILLINOIS

Digitized by the Internet Archive
in 2025 with funding from
University of Illinois Urbana-Champaign Alternates

https://archive.org/details/mitteilungen1119unse

621.365
Z88m
no. 11

Inhaltsverzeichnis

Seite

I. Einleitung und Aufgabestellung 5
II. Theoretische Grundlagen 8
1. Die mathematische Darstellung von Impulsen 8
2. Die Modulation von Impulsfolgen 13
a) Allgemeines 13
b) Impuls-Amplituden-Modulation 13
c) Impuls-Breite-Modulation 16
d) Impuls-Lage-Modulation 20
e) Zusammenfassung 25
3. Der Zusammenhang zwischen Impulsfrequenz und der zu übertragenden Niederfrequenz 26
4. Die Synchronisierung 30
5. Die Trennung der Kanäle 31
6. Die Demodulation modulierter Impulsfolgen 32
7. Die Nebensprechverhältnisse 33
8. Die Energieverhältnisse 34
9. Die Verhältnisse bei maximalen Kanalzahlen 35
III. Praktische Anwendung 37
1. Die Wahl der Modulationsart 37
2. Die Bestimmung der Impulsfrequenz 38
3. Konstruktion eines Impulsgenerators für zeitmodulierte Impulse 40
a) Der Multivibrator 40
b) Der Sperrschwinger 46
c) Niederfrequenzverstärker und Begrenzer 46
d) Impulsverstärkerstufen 47
e) Die Impedanztransformationsstufe 48
4. Die Dimensionierung des Empfängers für phasenmodulierte Impulse 48
a) Der Modulationswandler 52
b) Das Tiefpaßfilter 53
5. Die Anordnung zur Trennung der einzelnen Kanäle . . . 56
6. Die Messungen an der Apparatur 59
a) Messmethoden 59
b) Meßresultate 61
7. Diskussion der Ergebnisse 64
IV. Zusammenfassung 67
V. Literaturverzeichnis 68

Bezeichnungen

f = Frequenz
ω = Kreisfrequenz
φ = Phasenwinkel
t = Zeit
b = Impulsbreite (Halbwertsbreite)
d = Impulsperiodendauer
h = Impulshöhe
c = b/d
A = Amplitude
α = Konstante
E = Energie
U = Gleichspannung
C = Kapazität
R = Widerstand
τ = Zeitkonstante
Ω = Normierte Frequenz
J = Besselsche Funktion
K = Kanalzahl

Indices

p = Impulsgrößen
N = Niederfrequenzgrößen
S = Synchronisiergrößen
s = Streuwerte
k = laufende Kanalzahl
A = bezieht sich auf Impuls-Amplituden-Modulation
B = bezieht sich auf Impuls-Breite-Modulation

I. Einleitung und Aufgabestellung

Es hat sich gezeigt, daß im Gebiete der Wellenlängen unterhalb einem Meter die gewöhnlichen Modulationsmethoden versagen, da es sehr schwierig wird, mit gewöhnlichen direkten Modulationen eine lineare Abhängigkeit der modulierten Größe von der Signalspannung zu erreichen.

Andererseits erlauben diese Wellenlängen infolge der Bündelungsmöglichkeit eine bedeutende Ersparnis an abzustrahlender Energie. Zudem bietet die Richtstrahltechnik einen gewissen Schutz zur Geheimhaltung der übertragenen Nachrichten.

Um diese Vorteile ausnützen zu können, hilft man sich daher mit einer „Zwischenmodulation" (Methode der Doppelmodulation). Man wählt einen möglichst einfachen Schaltvorgang, mit welchem die Ultrakurzwellen beziehungsweise Mikrowellen sauber getastet werden können, der aber seinerseits durch das Modulationssignal ganz einwandfrei moduliert werden kann. Ein solcher Schaltvorgang ist z. B. die Erzeugung eines Impulses, wobei es aber zunächst auf die Form des Impulses gar nicht ankommt, sondern auf dessen einwandfreie Modulierbarkeit.

Dieser Schaltvorgang braucht nicht linear zu verlaufen, auch seine Schnelligkeit hat vorerst auf die Modulation direkt keinen Einfluß, erst auf die auftretenden Störungen. Wenn die Forderung nach Linearität wegfällt, so bedeutet dies eine große Vereinfachung aller Elemente zur Verstärkung und Transponierung der hohen Frequenzen. Die mit der Modulation im Zusammenhang stehenden Probleme sind in ein Frequenzgebiet (Impulsfrequenz) verlegt, das bezüglich Linearität viel besser beherrscht werden kann. Daß dabei sehr große Bandbreiten infolge der Impulsharmonischen be-

nötigt werden, spielt in diesem Wellenbereich eine untergeordnete Rolle. Bei der dadurch entstehenden Impulsmodulation liegen somit drei Frequenzen vor, nämlich: die Niederfrequenz, die Impulsfrequenz mit ihren Harmonischen und die Trägerfrequenz. Die Impulse werden mit der Niederfrequenz entweder in der Amplitude (Impuls-Amplituden-Modulation), in der Breite (Impuls-Breite-Modulation), oder in der Lage (Impuls-Lage-Modulation) moduliert. Zur letzten Gruppe gehören die Impuls-Phasen- beziehungsweise die Impuls-Frequenz-Modulation. Die Trägerfrequenz ihrerseits wird mit den niederfrequent modulierten Impulsen getastet, was einer 100prozentigen Amplitudenmodulation gleichkommt.

Abgesehen von der Impuls-Amplituden-Modulation haben die Impulsmodulationsverfahren den Vorteil gleichbleibender Trägeramplitude; es kommt auf die Flanken der Impulse an, die weniger störanfällig sind als die Amplituden.

Die Impulsmodulation kommt speziell bei Mikrowellengeneratoren zur Anwendung (Magnetron, Klystron), die überhaupt nur impulsmäßig belastet werden können. Sie schwingen nur bei großen Betriebsspannungen und Betriebsstromstärken gut und sind in diesem Zustande für Dauerbetrieb vollständig überlastet.

Eine weitere Anwendung ist das Zeitmultiplex-Verfahren der Mehrkanaltelephonie im Gegensatz zum Frequenzmultiplexverfahren. Bei großen Kanalzahlen ergibt sich dabei die Forderung sehr schmaler d. h. zeitlich kurz dauernder Impulse von genügender Höhe. Ein Hauptvorteil der Impulsmodulation liegt darin, daß Nichtlinearitäten im Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzteil der Apparaturen und im Übertragungskanal nicht auf die Modulation selbst, sondern nur auf die Störungen sich auswirken. So verschlechtert eine kleiner gewordene Flankensteilheit nur das Verhältnis Signal- zu Störamplitude, bewirkt aber prinzipiell keine Verzerrungen der Tonfrequenz. In Multiplexsystemen mit zeitlichen Kanalabständen entsteht kein Nebensprechen infolge Nichtlinearitäten.

Angesichts der mannigfaltigen Möglichkeiten der Impulsmodulation dürfte es wertvoll sein, die allgemeinen Fragen der Impulsmodulation einer Studie zu unterziehen, um einerseits eine allgemeine Übersicht zu geben, wobei die Zusammenhänge auf-

gezeigt werden sollen, die das Wesentliche vom Unwesentlichen trennen, andererseits zu zeigen, welche Anforderungen und Bedingungen die Impulsmodulation bei bestimmten Aufgabestellungen (Qualität der Übertragung, große Kanalzahlen, minimale Störanfälligkeit usw.) zu erfüllen hat, so daß in jedem Einzelfall nach Möglichkeit ein optimales Impulsmodulations-System gewählt werden kann.

Die gewonnenen Erkenntnisse werden in einem praktischen Teil auf ein impulsphasenmoduliertes System angewendet, wobei speziell die Fragen der Modulier- und Demodulierbarkeit der Impulse, das Nebensprechen benachbarter Kanäle bei bestimmter Bandbreite und Impulsform betrachtet werden.

II. Theoretische Grundlagen

1. Die mathematische Darstellung von Impulsen

Bei der Berechnung des Frequenzspektrums von Impulsen muß man zunächst zwischen periodischen und nichtperiodischen Vorgängen unterscheiden, wobei je nachdem Fouriersche Reihen oder die Fouriersche Integraldarstellung zur Anwendung gelangen. Da es sich im vorliegenden Falle um die Zeitfunktion periodischer Impulse handeln soll, kommt der bekannte Ansatz nach Fourier zur Anwendung [1]*):

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} a_n \cos n\,\omega_p t + b_n \sin n\,\omega_p t \qquad (1)$$

wobei bedeutet

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{d}\int_0^d f(t)\,dt$$

$$a_n = \frac{2}{d}\int_0^d f(t)\cos(n\,\omega_p t)\,dt$$

$$b_n = \frac{2}{d}\int_0^d f(t)\sin(n\,\omega_p t)\,dt$$

Bei der Untersuchung von Impulsfolgen kommt es speziell auf die Amplituden der verschiedenen Frequenzkomponenten an.

*) Die Ziffern in eckigen Klammern verweisen auf das Literaturverzeichnis.

Außerdem ist zur Formierung einer bestimmten Impulsgestalt die Kenntnis der tiefsten respektive höchsten Frequenz wichtig, die übertragen werden muß.

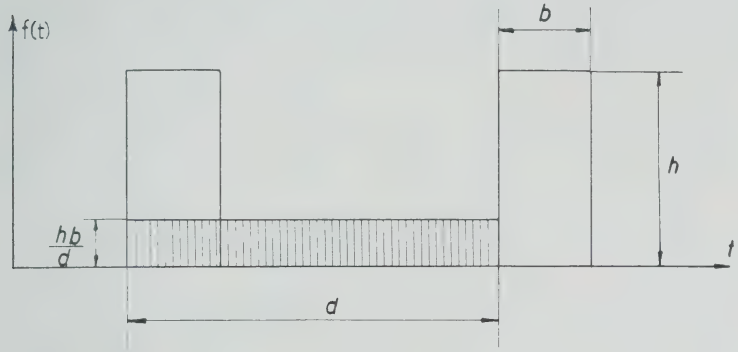


Fig. 1.

Im Falle eines rechteckförmigen Spannungsverlaufes besitzen die Fourierkoeffizienten folgende Werte (vgl. Fig. 1):

$$\frac{a_0}{2} = \frac{hb}{d}\,;\; a_n = \frac{h}{\pi \cdot n} \sin n\,\omega_p\, b\,;\; b_n = \frac{h}{\pi \cdot n}(1 - \cos n\,\omega_p\, b)$$

wobei $$\omega_p = \frac{2\pi}{d}$$

und $$f_p = \frac{1}{d}$$

die Grundfrequenz des periodischen Vorganges ist.

Durch leichte Umformung von Gleichung (1), wobei das Verhältnis Impulsdauer zu Periodendauer eingeführt wird, gewinnt man für die Amplitude der n-ten Harmonischen

$$A_n = \frac{2h}{\pi \cdot n} \cdot \sin n\pi c \qquad c = \frac{b}{d} \tag{2}$$

Die Phasenlage der n-ten Harmonischen ergibt sich dann zu

$$\varphi_n = \frac{\pi}{2} - n\pi c \pm k \cdot \pi \qquad k = 1, 2, 3, \cdots \tag{3}$$

Mit diesen Ausdrücken läßt sich das Frequenzspektrum einer gegebenen Rechteckimpulsfolge darstellen. Dabei ist der Faktor c entscheidend für den Verlauf des Spektrums, denn immer nach einem ganzzahligen Vielfachen seines reziproken Wertes, wobei $1/c$ als eine ganze Zahl vorausgesetzt ist, wird die entsprechende

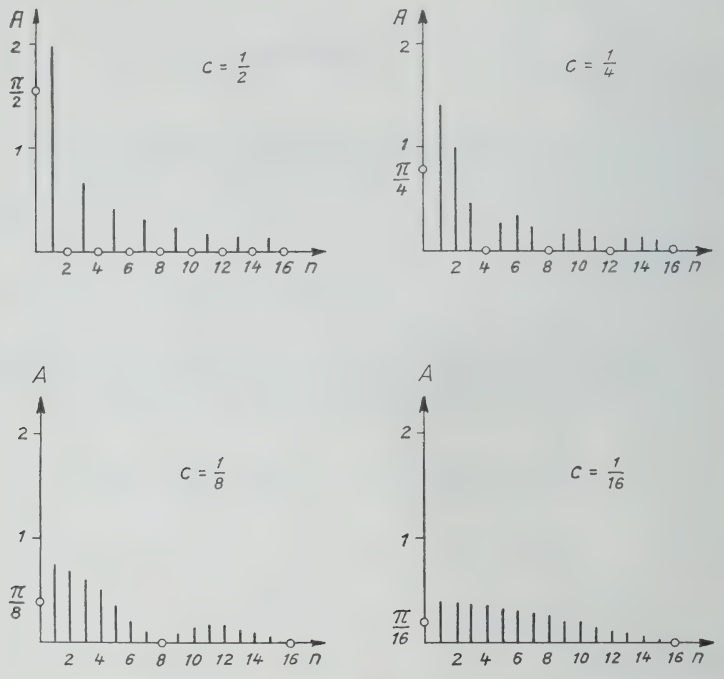


Fig. 2. Spektrumsverlauf von Rechteckimpulsfolgen mit verschiedenem c $(= \frac{b}{d})$, wobei $h = \pi$ gesetzt wurde.

Oberschwingung null. Stellt $1/c$ keine ganze Zahl dar, so wird die bei $1/c$ zunächst liegende Harmonische ein Minimum. Das Spektrum wird auf diese Weise in einzelne Pakete aufgeteilt.

Die nachfolgenden Analysen zeigen den Spektrumsverlauf für verschiedene Werte von c, wobei $h = \pi$ gesetzt wurde [1].

Bei dieser Aufzeichnung der einzelnen Amplitudenwerte der Oberschwingungen sieht man, daß der größere Teil der Energie

der Impulsfolge im ersten Paket enthalten ist. Werden nur diese, der ersten Gruppe entsprechenden höheren Harmonischen übertragen, so weist der Impuls noch keinen Rechteckcharakter auf. Die Flankensteilheit ist nicht sehr groß, und der Impuls ist von An- und Ausschwingungsvorgängen begleitet. Von einer Rechteckschwingung kann erst die Rede sein, wenn mindestens 2 c Harmonische übertragen werden.

Zusammenfassend sieht man, daß bei rechteckigen Impulsfolgen die Amplituden relativ schlecht gegen null konvergieren, und es sich in jedem Fall um ein Breitbandproblem handelt.

Betrachtet man jedoch Fig. 2 vom energetischen Standpunkt aus, so ist darauf zu achten, daß bei abnehmender Impulsbreite auch die Energie pro Impuls zurückgeht. Dieser Umstand besitzt insofern eine besondere Wichtigkeit, wenn es sich darum handelt, möglichst viele Kanäle auf Kosten der Impulsbreite unterzubringen. Um auch bei schmaler werdenden Impulsen eine bestimmte konstante Energie am Empfänger zu haben, ist eine entsprechende Vergrößerung der Impulsamplitude unerläßlich.

Es sei die Energie pro Impuls konstant. Dann gilt:

$$E_p = \alpha \cdot d \cdot h^2 \cdot c = \text{konst} \tag{4}$$

$$d = \text{konst} \qquad h^2 \cdot c = \text{konst}$$

$$h_0 = \text{konst} \qquad h = \frac{h_0}{\sqrt{c}} \tag{5}$$

d. h. die Höhe der Impulse muß bei konstantem Energieinhalt mit $1/\sqrt{c}$ anwachsen.

Das in der Fourier-Entwicklung auftretende „Null"-Glied stellt flächenmäßig denselben Wert wie der entsprechende Impuls dar. Die Energie ist demnach:

$$E_0 = \alpha \frac{h^2 b^2}{d^2} \cdot d = \alpha \cdot d \cdot h^2 \cdot c^2 \tag{6}$$

da aber $h^2 \cdot c$ konstant sein soll ($h^2 \cdot c = {h_0}^2$), wird:

$$E_0 = \alpha \cdot d \cdot {h_0}^2 \cdot c \tag{7}$$

Bei konstanter Impulshöhe nimmt also die Energie im „Null"-Glied bei schmaler werdenden Impulsen mit c^2 ab, bei konstantem Energieinhalt des Impulses mit c.

Da in der Praxis nur mit endlichen Bandbreiten gerechnet werden kann, ist es notwendig, Impulsformen zu verwenden, bei denen die Amplituden der höheren Harmonischen schneller gegen Null konvergieren, als dies bei Rechteckimpulsen der Fall ist. Günstigere Eigenschaften in dieser Hinsicht zeigt ein sin-Impuls von der Form

$$h \cdot \sin \omega t \qquad 0 \leqq t \leqq \frac{\pi}{\omega} \tag{8}$$

wobei die Halbwertsbreite b sein soll [2].

Die höheren Seitenamplituden fallen bei dieser Art nicht mehr so stark in Betracht wie bei einem Rechteckimpuls.

Noch günstiger in bezug auf die Bandbreite ist der $\cos^2$-Impuls, dessen analytische Form

$$\frac{h}{2}(1 + \cos \omega t) = h \cos^2 \frac{\omega t}{2} \tag{9}$$

nur für die Dauer einer Periode gilt. Das Frequenzspektrum wird in diesem Falle noch kleiner, denn schon geringfügige Abrundungen der Ecken engen die Bandbreite erheblich ein.

Das Wesentliche aller dieser Impulsformen ist das, daß sie bei gleicher Impulshöhe h und gleicher Halbwertsbreite b ungefähr das gleiche Amplitudenspektrum aufweisen bis zur Frequenz

$$f = \frac{1}{b}$$

Die höheren Frequenzen sind in den Spektren mit um so größeren Amplituden vertreten, je eckiger die Impulsform ist. Eine Unstetigkeit (Rechteckimpuls) bewirkt bei hohen Frequenzen einen mit $1/\omega_p$ gehenden Abfall der Amplituden. Eine Unstetigkeit der ersten Ableitung (sin-Impuls) einen solchen mit $1/\omega_p^2$. Eine Unstetigkeit der zweiten Ableitung ($\cos^2$-Impuls) zeigt mit $1/\omega_p^3$ fallende Seitenbänder.

Da es bei der Übertragung von Impulsen weniger auf scharfe Ecken als vielmehr auf eine große Steilheit in halber Impulshöhe ankommt, scheinen die Formen eines $\cos^2$-Impulses oder einer Fehlerkurve der Wirklichkeit am ehesten zu entsprechen. Um so mehr als im Empfänger die steilste Stelle des Impulses vermittelst eines Amplitudensiebes herausgenommen wird, so daß nur ein kleiner Teil des ankommenden Impulses zur Verwendung gelangt [3].

2. Die Modulation von Impulsfolgen

a) Allgemeines

Für Mehrkanalsysteme kommen Amplituden-, Breite- oder Lagemodulation in Frage. Die Amplitudenmodulation hat den gleichen Nachteil wie die gewöhnliche Amplitudenmodulation, nämlich die Störanfälligkeit der Amplitude. Die Breitemodulation hat den Vorteil konstanter Amplitude, ist aber der Verwischung der absteigenden Impulskante ausgesetzt, was eine direkte Verzerrung der Niederfrequenz zur Folge hat. Dies kann durch Anwendung von Lagemodulation vermindert werden, wobei es sich entweder um eine Phasen- oder Frequenzmodulation handeln kann.

b) Impuls-Amplituden-Modulation

Amplitudenmodulierte Impulse kommen dann zustande, wenn ihre Höhe im Takte der Tonfrequenz verändert wird, was für Rechteckimpulse folgendermaßen aussieht [4], [5]:

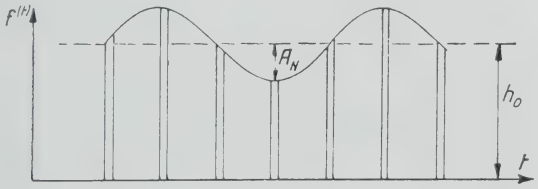


Fig. 3. Darstellung einer Impuls-Amplituden-Modulation.

Die mathematische Darstellung einer allgemeinen Impulsfolge beliebiger Form, Frequenz und Impulsdauer ist (vgl. S. 8/9):

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} a_n \cos n\,\omega_p t + b_n \sin n\,\omega_p t \qquad (10)$$

wobei a_0, a_n, b_n Funktionen der Höhe h sind. Da h bei Amplitudenmodulation eine Funktion der Zeit wird, gilt

$$h = h_0 (1 + m_A \sin \omega_N t)$$

$$m_A = \frac{A_N}{h_0}$$

Gleichung (10) geht dann über in

$$f(t) = \frac{a_0}{2}(1 + m_A \sin \omega_N t) + (1 + m_A \sin \omega_N t) \sum_{n=1}^{n=\infty} a_n \cos n\,\omega_p t + b_n \sin n\,\omega_p t \qquad (11)$$

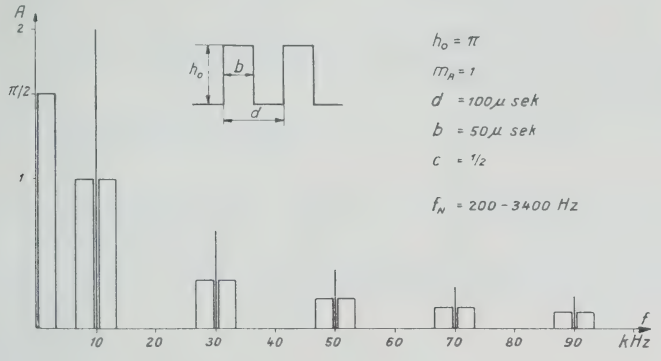
Durch Umformung des zweiten Summanden und Einsetzen der Fourierkoeffizienten für eine beliebige Rechteckimpulsfolge erhält man

$$\begin{aligned} f(t) = {} & \frac{h_0 b}{d}(1 + m_A \sin \omega_N t) \\ & + \frac{h_0}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} \Big[\sin n\,\omega_p t - \sin n\,(\omega_p t - \omega_p b) \\ & + \frac{m_A}{2} \cos (n\,\omega_p - \omega_N) t - \frac{m_A}{2} \cos (n\,\omega_p + \omega_N) t \\ & + \frac{m_A}{2} \cos [(n\,\omega_p + \omega_N) t - n\,\omega_p b] - \frac{m_A}{2} \cos [(n\,\omega_p - \omega_N) t - n\,\omega_p b] \Big] \end{aligned} \qquad (12)$$

Aus der letzten Gleichung ist zu erkennen, daß jede einzelne Harmonische der Impulsfolge in der Amplitude moduliert wird, denn es treten die Summations- und Differenzfrequenzen gebildet aus den Harmonischen und der Niederfrequenz auf.

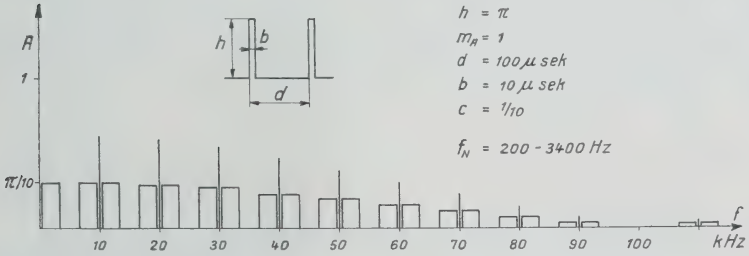
Wird die Impulsdauer genügend kurz gemacht, so bieten die Impulslücken Platz für weitere Folgen. Man erhält auf diese Weise ein Mehrkanalsystem, wobei sich die einzelnen Kanäle durch eine bestimmte Phasenlage auszeichnen.

Die Modulationsverhältnisse für einen Kanal lassen sich am besten an einem Beispiel zeigen, bei dem die Impulsdauer gleich der halben Impulsperiode ist.



Energie des „Null"-Gliedes = 25%

Fig. 4. Spektrum bei Impuls-Amplituden-Modulation. $c = 1/2$.



Energie des „Null"-Gliedes = 4%

Fig. 5. Spektrum bei Impuls-Amplituden-Modulation. $c = 1/10$.

Diese Impulsfolge wird durch die Gleichung

$$f(t) = \frac{h}{2} + \frac{2h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega_p t}{2n-1} \qquad (13)$$

dargestellt. Da a_n in diesem Falle gleich null wird, fallen alle cos-Glieder heraus. Ferner ist nach Voraussetzung das Verhältnis

$$\frac{b}{d} = \frac{1}{2}$$

so daß alle geradzahligen Harmonischen null werden. Durch eine Modulation in der Amplitude wird

$$f(t) = \frac{h_0}{2} + \frac{m_A h_0}{2} \sin \omega_N t +$$

$$\frac{2 h_0}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{2n-1} \left\{ \sin (2n-1)\omega_p t + \frac{m_A}{2} \cos [(2n-1)\omega_p - \omega_N] t \right.$$

$$\left. - \frac{m_A}{2} \cos [(2n-1)\omega_p + \omega_N] t \right\} \quad (14)$$

Die Impulsfrequenz sei 10 kHz, womit das Spektrum die in Fig. 4 dargestellte Form erhält. Fig. 5 zeigt ein entsprechendes Spektrum, wobei jedoch die Impulsbreite nur 1 10 der Periodendauer beträgt.

c) Impuls-Breite-Modulation

Unter Impuls-Breite-Modulation versteht man die Änderung der Impulsdauer im Takte der modulierenden Spannung. Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation bleibt die Impulshöhe stets gleich, dagegen tritt ebenfalls ein Schwanken des Energieinhalts der einzelnen Impulse auf.

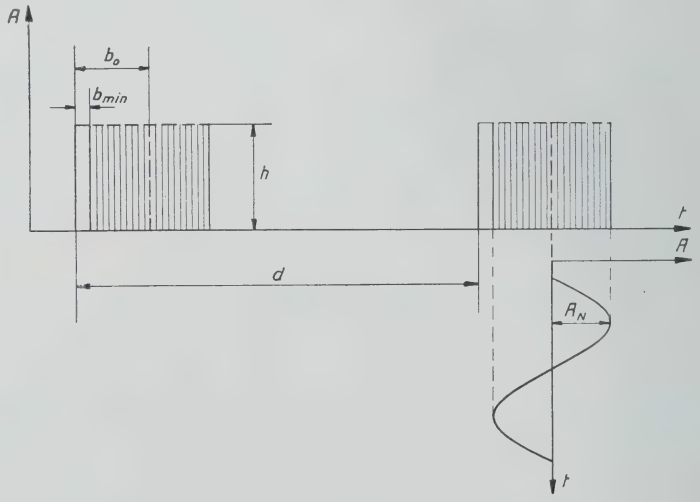


Fig. 6. Zeitlicher Ablauf einer unsymmetrischen Impuls-Breite-Modulation.

Zur Berechnung der Spektrumsgleichung soll direkt von der Darstellung einer Rechteck-Impulsfolge beliebiger Frequenz, Impulsdauer und Höhe ausgegangen werden (vgl. S. 8):

$$f(t) = \frac{h\,b}{d} + \frac{h}{\pi}\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{1}{n}\,[\sin n\,\omega_p\,b\cos n\,\omega_p\,t + (1 - \cos n\,\omega_p\,b)\sin n\,\omega_p\,t] \qquad (15)$$

Bei schwankender Impulsbreite wird b eine Funktion der Zeit

$$b = b_0(1 + m_B \sin \omega_N t);\ m_B = \frac{b_0 - b_{min}}{b_0};\ b_{min} = f(A_N)$$

Durch Umformung von Gleichung (15), wobei der Ausdruck für b eingesetzt wurde, entsteht:

$$\begin{aligned} f(t) &+ \frac{h\,b_0}{d}(1 + m_B \sin \omega_N t) \\ &+ \frac{h}{\pi}\sum_{n=1}^{n=\infty}\frac{1}{n}\Big[\sin n\,\omega_p\,t - J_0(n\,\omega_p\,b_0\,m_B)\sin(n\,\omega_p\,t - n\,\omega_p\,b_0) \\ &- 2\sin(n\,\omega_p\,t - n\,\omega_p\,b_0)\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\,\omega_p\,b_0\,m_B)\cos 2\nu\,\omega_N t \\ &+ 2\cos(n\,\omega_p\,t - n\,\omega_p\,b_0)\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\,\omega_p\,b_0\,m_B)\sin(2\nu + 1)\,\omega_N t\Big] \qquad (16) \end{aligned}$$

Diese Gleichung besteht entsprechend (12) auch aus zwei Hauptsummanden, wobei der erste aus einem Gleichstromwert und der Niederfrequenz besteht. Dagegen treten hinter dem Summenzeichen Besselfunktionen auf, die bei jeder höheren Harmonischen der unmodulierten Serie ein unendlich großes Spektrum verursachen. Eine weitere Entwicklung von Gleichung (16) führt zu

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{h\,b_0}{d}(1 + m_B \sin \omega_N t) \\ &+ \frac{h}{\pi}\sum_{n=1}^{n=\infty}\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty}\frac{1}{n}\Big[\sin n\,\omega_p\,t - J_0(n\,\omega_p\,b_0\,m_B)\sin n(\omega_p\,t - \omega_p\,b_0) \\ &\quad - (-1)^{\nu} J_{\nu}(n\,\omega_p\,b_0\,m_B)\{\sin[(n\,\omega_p + \nu\,\omega_N)\,t - n\,\omega_p\,b_0] \\ &\quad + (-1)^{\nu}\sin[(n\,\omega_p - \nu\,\omega_N)\,t - n\,\omega_p\,b_0]\}\Big] \qquad (17) \end{aligned}$$

woraus die Verteilung der Frequenzkomponenten besonders gut zu erkennen ist.

Für ein System von K Kanälen gilt, wobei k in Bruchteilen von d ausgedrückt ist

$$F(t) = \sum_{k=1}^{k=K} \frac{h\, b_0}{d}(1 + m_{B_k} \sin \omega_{N_k} t)$$
$$+ \frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} \frac{1}{n} \left[\sin\left(n\omega_p t - \frac{d \cdot k}{K}\right) - J_0(n\omega_p b_0 m_{B_k}) \sin\left[n(\omega_p t - \omega_p b_0) - \frac{d \cdot k}{K}\right] \right.$$
$$+ (-1)^\nu J_\nu(n\omega_p b_0 m_{B_k}) \left\{ \sin\left[(n\omega_p + \nu\omega_{N_k})t - n\omega_p b_0 - \frac{d \cdot k}{K}\right] \right.$$
$$\left. \left. + (-1)^\nu \sin\left[(n\omega_p - \nu\omega_{N_k})t - n\omega_p b_0 - \frac{d \cdot k}{K}\right] \right\} \right] \qquad (18)$$

Die Figuren 7, 8 und 9 enthalten Spektren von breitemodulierten Impulsen verschiedener Dauer und Modulationsgrade. Der prozentuale Energieanteil des Gleichstromgliedes zu demjenigen des gesamten Spektrums wird mit abnehmender Impulsbreite kleiner, so daß bei der Demodulation durch einen Tiefpaß im Verhältnis immer mehr Energie vernichtet wird.

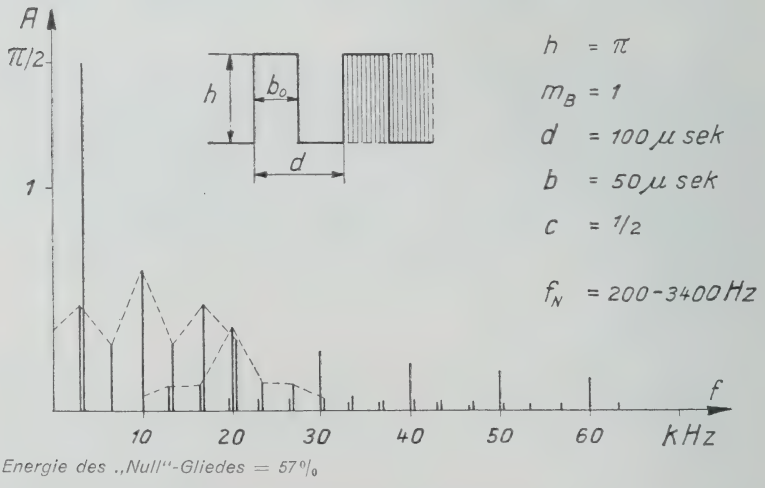


Fig. 7. Spektrum bei Impuls-Breite-Modulation. $c = 1/2$; $m_B = 1$.

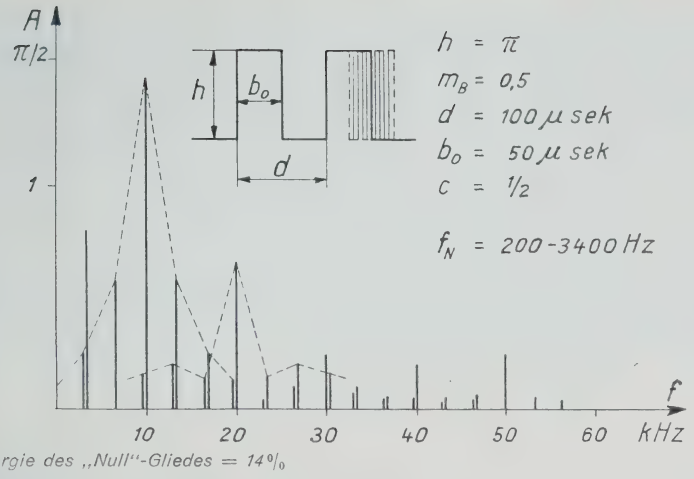


Fig. 8. Spektrum bei Impuls-Breite-Modulation. $c = 1/2$; $m_B = 0{,}5$.

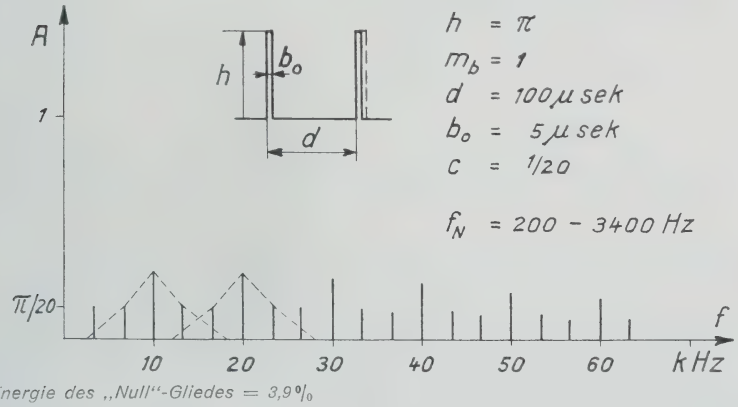


Fig. 9. Spektrum bei Impuls-Breite-Modulation. $c = 1/20$; $m_B = 1$.

Im Sender eignet sich diese Modulationsart gut bis zum Punkte, wo bei einem Multiplexsystem die Kanäle parallel geschaltet werden. Es ist leicht einzusehen, daß (z. B. bei unsymmetrischer Modulation) die stehende Kante ein Hindernis hinsichtlich der Anzahl der Kanäle und der phasentreuen Übertragung der beiden Flanken darstellt. Viel geeigneter scheint es nur die variable

Flanke in Form eines kurzen Impulses zu senden und nachher im Empfänger durch Zusatz das ursprüngliche Signal wieder herzustellen. Diese Modulationsform soll im folgenden Abschnitt näher beschrieben werden.

d) Impuls-Lage-Modulation

Die Impuls-Lage-Modulation bedeutet eine Phasen- beziehungsweise Frequenzmodulation, d. h. eine zeitliche Verschiebung des Impulses aus seiner Normallage.

Fig. 10. Zeitlicher Ablauf einer lagemodulierten Impulsserie.

Dabei kann für eine Modulation mit einer einzigen Signalfrequenz, genau wie bei der gewöhnlichen Phasen- oder Frequenzmodulation, nicht mehr unterschieden werden, ob die Impulsserie frequenz- oder phasenmoduliert wurde. Erst bei der Betrachtung des gesamten Niederfrequenzbandes zeigt sich der Unterschied, der darin liegt, daß die benötigte Bandbreite bei Frequenzmodulation unabhängig von der Signalfrequenz und proportional zur Signalamplitude ist, während bei der Phasenmodulation die Bandbreite mit kleiner werdender Signalfrequenz sinkt.

Bei einer phasenmodulierten Impulsserie wird jedem Impuls gewissermaßen ein Synchronisierimpuls beigegeben, so daß der

Abstand des modulierten Impulses vom unmodulierten proportional der Signalspannung ist. Diese Tatsache kann direkt zur Demodulation einer solchen Impulsfolge benutzt werden, wobei die phasenmodulierten Impulse in eine Impuls-Breite-Modulation übergeführt werden. Die Gewinnung der Niederfrequenz aus der letzteren kann durch ein Tiefpaßfilter bewerkstelligt werden.

Phasenmodulierte Impulse haben gegenüber breitenmodulierten den Vorteil, daß eine Verschleppung der absteigenden Impulskante infolge Reflexionen des Hochfrequenzsignals keinen direkten Einfluß auf die Niederfrequenz haben, insbesondere dann nicht, wenn bei der Demodulation eine Schaltung verwendet wird, die nur auf die zuerst ankommende Impulskante anspricht.

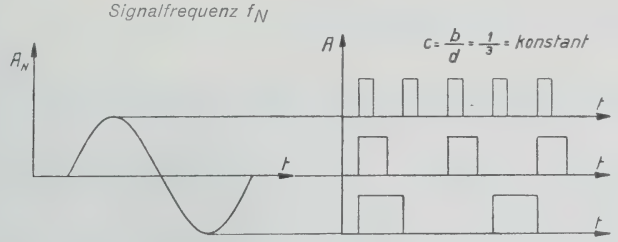


Fig. 11. Impuls-Lage-Modulation mit konstantem Verhältnis Impulsdauer zu Periodendauer.

Eine Impuls-Phasen-Modulation ist direkt aus einer Breitenmodulation durch elektrische Differenzierung zu erhalten.

Es wurde schon am Anfang darauf hingewiesen, daß das Verhältnis c (Impulsdauer zu Periodendauer) für den Verlauf des Spektrums von ausschlaggebender Bedeutung ist. Wenn nämlich bei der Impuls-Lage-Modulation die Impulsbreite konstant gehalten wird, so ändert dadurch die relative Impulsdauer, so daß zusätzlich eine Breitenmodulation auftritt. Für eine reine Phasenbeziehungsweise Frequenzmodulation müßte die Impulsdauer im Rhythmus der Signalfrequenz ändern, was den Vorteil hätte, daß die mittlere abgegebene Energie konstant wäre (vgl. Fig. 11).

Diese Art von Lagemodulation kommt für Mehrkanalsysteme weniger in Betracht, weil für die einzelnen Kanäle nur ein be-

schränkter Platz auf der Zeitachse vorhanden ist, so daß auch bei konstanter Impulsdauer ein Schwanken des Energiemittels vernachlässigbar ist.

Um das Spektrum einer lagemodulierten Impulsfolge zu erhalten, sei wieder von der allgemeinen Gleichung einer Rechteckserie ausgegangen (vgl. Gl. (15)). Infolge der Modulation werden die einzelnen Harmonischen gemäß der Signalfrequenz in ihrer Phasenlage beeinflußt. Gleichung (15) geht dann über in

$$f(t) = \frac{h\,b}{d} + \frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} [\sin n\,\omega_p b \cdot \cos n\,(\omega_p t + \varphi_{max} \sin \omega_N t) + (1 - \cos n\,\omega_p b) \sin n\,(\omega_p t + \varphi_{max} \sin \omega_N t)] \tag{19}$$

Durch Umformung erhält man

$$f(t) = \frac{h\,b}{d} + \frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} \Big\{ J_0(n\,\varphi_{max}) [\sin n\,\omega_p t - \sin n\,(\omega_p t - \omega_p b)] + 2 [\sin n\,\omega_p t - \sin n\,(\omega_p t - \omega_p b)] \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\,\varphi_{max}) \cos 2\,\nu\,\omega_N t + 2 [\cos n\,\omega_p t - \cos n\,(\omega_p t - \omega_p b)] \sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\,\varphi_{max}) \sin (2\,\nu + 1)\,\omega_N t \Big\} \tag{20}$$

Diese Gleichung liefert das Frequenzspektrum für eine phasenmodulierte Impulsserie, wenn das Verhältnis Impulsdauer zu Periodendauer konstant bleibt. Das würde voraussetzen, daß sich die Impulsdauer entsprechend dem niederfrequenten Signal ändern müßte. Da dies bei praktischen Schaltungen im allgemeinen nicht der Fall ist, tritt eine Spektrumsveränderung ein, welche näher untersucht werden soll.

Die Zerlegung einer Impulsfolge liefert einen Gleichstromwert, der sich bei einem symmetrischen Impuls folgendermaßen berechnet:

$$a_0 = \frac{1}{d} \int_{-\frac{b}{2}}^{+\frac{b}{2}} f(t)\,dt = \frac{2}{d} \int_{0}^{\frac{b}{2}} f(t)\,dt \tag{21}$$

Da d beim Modulationsvorgang verändert wird und

$$\int_0^{\frac{d}{2}} f(t)\,dt = \text{konst} = h\,b \tag{22}$$

$$\frac{2}{d} = \frac{\omega_p + \Delta\,\omega_p \sin \omega_N t}{\pi}$$

ist, gilt

$$a_0 = \frac{h\,b}{\pi}(\omega_p + \Delta\,\omega_p \sin \omega_N t)$$

$$= \frac{h\,b}{\pi}\,\omega_p + \frac{h\,b}{\pi}\,\Delta\,\omega_p \sin \omega_N t$$

$$\underline{a_0 = U_{00} + U_{01} \sin \omega_N t} \tag{23}$$

Es entsteht ein zusätzlicher Hauptsummand, der die Niederfrequenz enthält, dessen Amplitude aber je nach Impulsdauer und Modulationsgrad verschieden ist.

Diese Entstehung einer niederfrequenten Komponente ist jedoch nicht die einzige Folge der variablen relativen Impulsbreite. Wenn diese schwankt, so ändern auch die Amplituden der Harmonischen der Fourierzerlegung. Dadurch wird es nötig, Gleichung (19) folgendermaßen anzusetzen:

$$f(t) = \frac{h\,b_0}{d}(1 + m_B \sin \omega_N t)$$

$$\frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} \Big[\sin [n\,\omega_p b_0 (1 + m_B \sin \omega_N t)] \cos n (\omega_p t + \varphi_{max} \sin \omega_N t)$$

$$+ \{1 - \cos [n\,\omega_p\,b_0 (1 + m_B \sin \omega_N t)]\} \sin n (\omega_p\,t + \varphi_{max} \sin \omega_N t) \Big] \tag{24}$$

Daraus resultiert die Spektrumsgleichung

$$f(t) = \frac{h\,b_0}{d}\,(1 + m_B \sin \omega_N t)$$

$$+ \frac{h}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} \Big\{ \sin n\,\omega_p t \Big[J_0 (n\,\varphi_{max}) + 2 \sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu} (n\,\varphi_{max}) \cos 2\,\nu\,\omega_N t \Big]$$

$$
\begin{aligned}
&- \sin n(\omega_p t - \omega_p b_0)\Big[J_0(n\omega_p b_0 m_B)\cdot J_0(n\varphi_{max}) + 2J_0(n\omega_p b_0 m_B)\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\varphi_{max})\cos 2\nu\omega_N t \\
&\quad + 2J_0(n\varphi_{max})\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\omega_p b_0 m_B)\cos 2\nu\omega_N t \\
&\quad + 4\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\omega_p b_0 m_B)\cos 2\nu\omega_N t\cdot\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\varphi_{max})\cos 2\nu\omega_N t \\
&\quad + 4\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\omega_p b_0 m_B)\sin(2\nu+1)\omega_N t\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\varphi_{max})\sin(2\nu+1)\omega_N t\Big] \\
&\quad + \cos n\omega_p t\cdot 2\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\varphi_{max})\sin(2\nu+1)\omega_N t \\
&\quad - \cos n(\omega_p t - \omega_p b_0)\Big[2J_0(n\omega_p b_0 m_B)\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\varphi_{max})\sin(2\nu+1)\omega_N t \\
&\quad + 4\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\omega_p b_0 m_B)\cos 2\nu\omega_N t\cdot\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\varphi_{max})\sin(2\nu+1)\omega_N t \\
&\quad - 2J_0(n\varphi_{max})\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\omega_p b_0 m_B)\sin(2\nu+1)\omega_N t \\
&\quad - 4\sum_{\nu=0}^{\nu=\infty} J_{2\nu+1}(n\omega_p b_0 m_B)\sin(2\nu+1)\omega_N t\cdot\sum_{\nu=1}^{\nu=\infty} J_{2\nu}(n\varphi_{max})\cos 2\nu\omega_N t\Big]\Big\} \quad (25)
\end{aligned}
$$

Um die endgültigen Amplituden für die einzelnen Harmonischen zu erhalten, müssen die sin- und cos-Glieder gleicher Frequenzen geometrisch addiert werden.

Wie zu erwarten war, treten in Gleichung (25) keine grundsätzlich neuen Frequenzen auf, da bei einer Modulation immer nur Summen und Differenzen von Vielfachen der Grundharmonischen auftreten können. Vergleicht man die letzte Gleichung mit (20), so stellt man fest, daß im letzten Falle die Amplituden der einzelnen Kombinationsfrequenzen verändert werden. Bedeutung besitzt der Umstand, daß ein pulsierender Gleichstromwert wie bei Amplitudenmodulation und Breitenmodulation auftritt. Dieser wird jedoch erst beachtlich, wenn der Phasenhub sehr groß ist und das Verhältnis b/d empfindlich verändert wird. In diesem Falle kann es sich aber nur um ein System von ein bis zwei Kanälen handeln, so daß die Modulationsfrage von andern Gesichtspunkten aus beurteilt werden müßte. Für ein phasenmoduliertes System

mit möglichst vielen Kanälen ist das Auftreten der Niederfrequenz in einem Hauptsummanden nicht von allgemeiner Bedeutung, so daß die Spektrumsbehandlung nach Gleichung (20) vollständig genügt. Für eine Impulsfrequenz-Modulation gelten die gleichen Überlegungen, wie sie eben gemacht wurden, wobei lediglich an Stelle des signalproportionalen Phasenhubs φ_{max} das Verhältnis $\frac{\Delta \omega_p}{\omega_N}$ zu setzen ist.

e) Zusammenfassung

Der Effekt der Modulation zeigt sich darin, daß das Spektrallinienbild, je nachdem es sich um Impuls-Lage-, Impuls-Breite- oder Impuls-Amplitudenmodulation handelt, mehr oder weniger komplex wird. Alle diese Modulationsarten enthalten das „Null"-Glied der Fourier-Reihe von der Form

$$\frac{h\,b}{d}(1 + m \sin \omega_N t)$$

wobei dasjenige von Gleichung (25) nur in bestimmten Fällen zur Demodulation verwendet wird. Dieser Summand ist nur an die Tatsache geknüpft, daß überhaupt ein Impuls da ist. Die Form des Impulses spielt vorerst eine untergeordnete Rolle. Dagegen ist wichtig, daß durch den Einfluß von Siebungen, Störungen usw. dieses „Null"-Glied nicht merklich beeinflußt wird; Störungen dürfen im wesentlichen also keinen Einfluß auf h, b, d haben. Die Rolle der Harmonischen besteht darin, die für den Übertragungszweck geeignete Form des Impulses aufzubauen.

Was die notwendige Bandbreite anbetrifft, so ist die Impulsdauer allein maßgebend, vorausgesetzt, die absolute Flankensteilheit nehme mit kleiner werdender Impulsdauer stetig zu. Die Anzahl der Kanäle spielt bei konstanter Impulsbreite eine unwesentliche Rolle, solange der momentane kleinste Impulsabstand nicht kleiner wird als die minimale Impulsdauer. Handelt es sich um Impuls-Amplituden-Modulation, so ist der Impulsabstand zweier benachbarter Kanäle konstant. Er wird demnach für die Bandbreite erst maßgebend, wenn er kleiner wird als die Impulsdauer. Bei

den übrigen Modulationsarten kann der Sicherheitsabstand infolge der Modulation kleinere Werte als die Impulsdauer annehmen, wobei eine mehr oder weniger zufällige und nur momentane Bandbreitenänderung eintritt.

Bezüglich der Impuls-Breite-Modulation ist noch zu erwähnen, daß wenn es sich darum handelt, ein breitenmoduliertes Signal hochfrequenzmäßig abzustrahlen, unter Umständen optimale Resultate mit symmetrischer Breitenmodulation erzielt werden, indem bei geeigneter Impulsbreite die niederfrequenten Verzerrungen ein Minimum werden. Die Impulsfrequenz muß in diesem Falle den doppelten Wert der höchsten zu übertragenden Niederfrequenz nicht überschreiten [6].

3. Der Zusammenhang zwischen Impulsfrequenz und der zu übertragenden Niederfrequenz

Bei der Niederfrequenz soll es sich um das gewöhnliche Sprachband handeln, das vom „Comité Consultatif International Téléfonique" (CCIF) mit minimal 200 Hz und maximal 3400 Hz festgesetzt ist. Es ist die Impulsfrequenz zu ermitteln, die gestattet, dieses Frequenzband verzerrungsfrei zu übertragen.

Bei jeder Modulation hat die Grundharmonische der Impulsfrequenz mindestens ein unteres und ein oberes Seitenband im Abstand des Moduliersignals. Diese Differenzfrequenz darf nicht in das Niederfrequenzspektrum fallen.

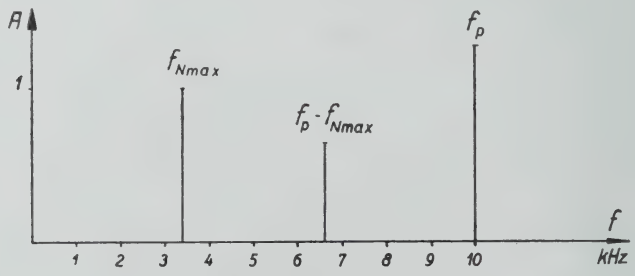


Fig. 12.

Daraus ergibt sich die Bedingung, daß bei diesen Voraussetzungen pro niederfrequente Schwingung mindestens zwei Werte übertragen werden müssen, wobei der Wert 2 eigentlich nur bedingt zulässig ist. Stimmt nämlich die Phasenlage der Impulsfolge mit den Nulldurchgängen der zu übertragenden Frequenz überein, so findet keine Modulation statt.

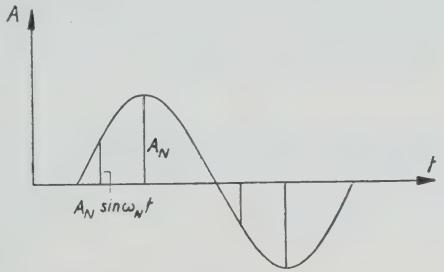


Fig. 13.

Es wird je nachdem die volle Niederfrequenzamplitude oder gar nichts übertragen. Wäre die Impulsfrequenz gleich der höchsten Tonfrequenz, so könnte diese von einem Gleichstromsignal nicht mehr unterschieden werden (vgl. Gl. (12)).

Daß eine möglichst niedrige Impulsfrequenz angestrebt wird, hängt in erster Linie mit der Anzahl der Kanäle zusammen, denn wird zudem noch die Impulsdauer möglichst klein gehalten, so entsteht zwischen zwei Impulsen derselben Folge ein relativ großer zeitlicher Abstand, der es ermöglicht, weitere Kanäle einzuschieben.

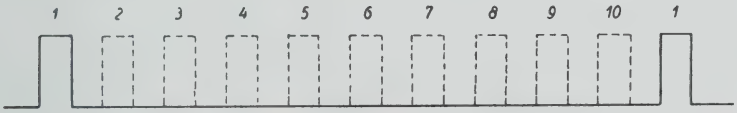


Fig. 14.

Ist einmal die Impulsfrequenz festgesetzt, so hängt die Kanalanzahl nur noch von der Impulsdauer, der Impulsform (Nebensprechen) und der Modulationsart ab.

Die minimale Impulsfrequenz geht auch aus der Formel für Impuls-Amplituden-Modulation (Gleichung (14)) hervor. Dort ist ersichtlich, daß der erste Summand dieser Reihe

$$\frac{h_0}{2}(1 + m_A \sin \omega_N t)$$

die Niederfrequenz enthält. Die weiteren Glieder müssen so dimensioniert werden, daß sie außerhalb des Bereiches von f_N liegen, was erreicht wird, wenn

$$\omega_p > 2\,\omega_N$$

gesetzt wird, d. h. wenn die Impulsfrequenz größer als die doppelte höchste Niederfrequenz ist. Diese Tatsache ist noch durch folgenden Umstand bedingt:

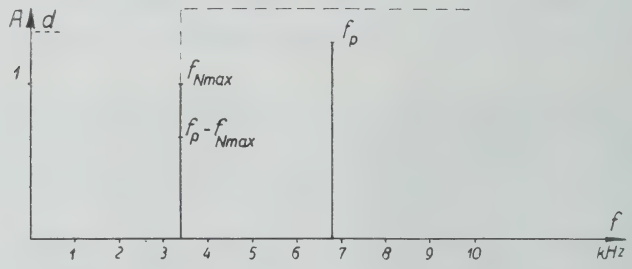


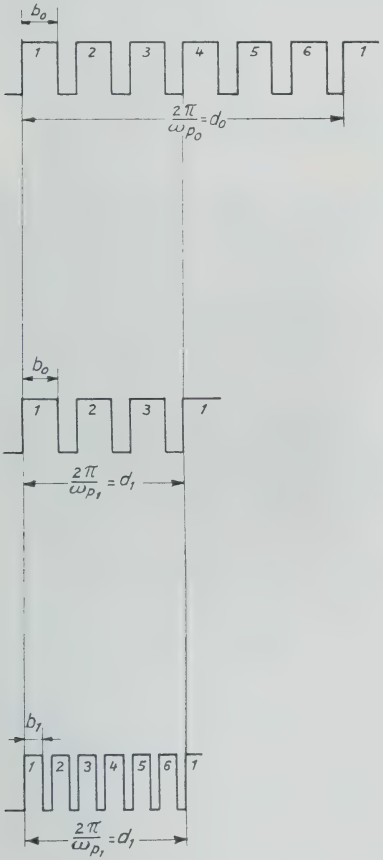
Fig. 15.

Ist die Impulsfrequenz nur $2 f_{N\,max}$, so berühren sich das Tonfrequenzband und das untere Seitenband der Grundharmonischen. Der entsprechende Tiefpaß müßte einen unendlich steilen Dämpfungsanstieg aufweisen. Da dies nicht möglich ist, entsteht notgedrungen ein Klirrfaktor. Es ist deshalb die Impulsfrequenz entsprechend nach oben zu verlegen, so daß der Dämpfungsanstieg des Tiefpaßfilters endlich bleibt und mit einem vernünftigen Aufwand bewältigt werden kann.

Betrachtet man jedoch die Formeln der Zeitmodulationen (Impuls-Breite- und Lage-Modulation (17, 20)), so erkennt man die zunehmende Bandbreite des Spektrums jeder einzelnen Harmonischen infolge des Auftretens von Besselfunktionen. Dies ist ein

weiterer Grund, warum die Impulsfrequenz so verlegt werden muß, damit die höheren Seitenbandschwingungen der Grundharmonischen im Niederfrequenzband nicht mehr störend wirken.

Nach oben ist die Impulsfrequenz in bezug auf die Qualität des zu übertragenden Signals vorerst nicht begrenzt. Eine Vergrößerung der Impulsfrequenz hat eine Verkleinerung der Impulsperiodendauer zur Folge. Der zur Verfügung stehende Platz für weitere Kanäle wird kleiner. Eine Ausnützung dieses Platzes kann nun nach folgenden Gesichtspunkten erfolgen:



a) Vergleichsannahme.

$d_0 = 100\ \mu\text{sek}$
$b_0 = 11{,}1\ \mu\text{sek}$
$c = 19$
$K = 6$

Bandbreite pro Kanal
bei der ersten Nullstelle = 90 kHz

b) Die Impulsdauer und Kanalabstände bleiben konstant.

$d_1 = 50\ \mu\text{sek}$
$b_0 = 11{,}1\ \mu\text{sek}$
$c = 29$
$K = 3$

Bandbreite pro Kanal
bei der ersten Nullstelle = 90 kHz

c) Die Impulsdauer und Kanalabstände werden verkleinert.

$d_1 = 50\ \mu\text{sek}$
$b_1 = 5{,}55\ \mu\text{sek}$
$c = 19$
$K = 6$

Bandbreite pro Kanal
bei der ersten Nullstelle = 180 kHz

Fig. 16. Möglichkeiten zur Ausnützung des zeitlichen Abstandes zwischen zwei Impulsen der gleichen Folge.

Aus dieser Darstellung geht hervor, daß bei *b* die Kanalzahl reduziert wird; die Leistung pro Kanal nimmt jedoch zu. Bei *c* ist bei gleichbleibender Kanalzahl und Leistung ein Anwachsen der Bandbreite die Folge der erhöhten Impulsfrequenz. Es ist somit ersichtlich, daß eine Vergrößerung der Impulsfrequenz speziell dann in Frage kommt, wenn an die Qualität des zu übertragenden Signals höhere Anforderungen gestellt werden. Es handelt sich demnach um eine Erweiterung der Niederfrequenzbandbreite, wobei die Impulsfrequenz mit der höchsten zu übertragenden Niederfrequenz auf dieselbe Weise wie schon früher dargelegt wurde, verknüpft ist.

4. Die Synchronisierung

Alle Zeit-Multiplexsysteme benötigen eine Synchronisiereinrichtung, um immer die richtigen Kanäle miteinander in Verbindung zu bringen. Das Synchronisierzeichen wird praktisch jedesmal nach dem Durchlaufen sämtlicher Kanäle gesendet, wobei die Öffnungszeiten der verschiedenen Empfänger in eine ganz bestimmte Phasenlage gebracht werden.

Die Synchronisierungsfrage entspricht durchaus derjenigen beim Empfang eines Fernsehbildes (Synchronisierung des Rasters). In beiden Fällen sind steile Flanken des Synchronisierungsimpulses für den Gleichlauf von Sender und Empfänger von ausschlaggebender Bedeutung.

Ferner ist wichtig, daß sich der Synchronisierungsimpuls von den andern Impulsen irgendwie unterscheidet, damit er im Empfangssystem eliminiert werden und die Kontrolle der Umschaltzeiten übernehmen kann. Diese Unterscheidung geschieht dadurch, daß der Impuls z. B. auf einer andern Trägerfrequenz abgestrahlt wird, was den Vorteil hätte, daß der zeitliche Abstand zwischen zwei Impulsen der gleichen Folge ausschließlich mit Sprechkanälen besetzt werden könnte. Nachteilig wirkt sich aber die Notwendigkeit eines zweiten Hochfrequenzoszillators aus.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, das Synchronisiersignal einem der Kanäle mit einer Frequenz, die unter der tiefsten

Tonfrequenz liegt, aufzumodulieren. Das würde bei den schon erwähnten Vorteilen einen erweiterten Frequenzgang der Verstärker und entsprechende Bandpaßfilter benötigen.

Eine relativ einfache Art besteht darin, daß der Synchronisierimpuls den Platz eines Kanals einnimmt und infolge seines Formunterschiedes selektioniert werden kann. Dabei wird auf die Modulationsart des betreffenden Systems Rücksicht genommen, indem z. B. bei Impuls-Amplituden-Modulation ein überhöhter Synchronisierimpuls verwendet wird, und bei den Zeitmodulationen einer von etwas größerer Dauer. Die Aussiebung kann im ersten Falle durch eine entsprechend vorgespannte Röhre erfolgen, im zweiten Fall durch ein *RC*-Glied, wobei über *C* eine der größeren Impulsdauer entsprechende höhere Spannung entsteht.

5. Trennung der Kanäle

Da es sich bei den hier betrachteten Mehrkanalsystemen um eine zeitliche Staffelung der einzelnen Kanäle handelt, so sind auch die Maßnahmen, die zu ihrer Trennung benötigt werden, Funktionen der Zeit.

Die Verteilung der Impulse kann durch Phasenschieber erfolgen, die die Synchronisierspannungen der Impulsgeneratoren entsprechend verschieben. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung von Laufzeitnetzwerken, in denen der Impuls als solcher verzögert wird. Daß die Impulse relativ zueinander stets die gleiche Phasenlage einnehmen, ist für das Übersprechen zwischen den einzelnen Kanälen entscheidend.

Im Empfänger werden die Impulse vor der niederfrequenten Demodulation getrennt, um den einzelnen Kanälen zugeführt zu werden. Man kann dies durch Schaltungen erreichen, die im geeigneten Zeitmoment den gewünschten Impuls durchlassen und nachher wieder für die Dauer der ganzen Impulsperiode gesperrt bleiben. Solche „Zeittore“ werden durch einen im Empfangssystem synchrom mit der Impulsfrequenz laufenden Generator gesteuert [7, 8, 9].

6. Die Demodulation modulierter Impulsfolgen

Die Gewinnung der Tonfrequenz aus einer modulierten Impulsfolge ist dann möglich, wenn irgendwo im Spektrum der modulierten Impulse ein Band existiert, das einer Amplituden-, Frequenz- oder Phasenmodulation entspricht. Die Amplituden von Störtönen, die aus dem Spektrum einer benachbarten Impuls-Harmonischen stammen, dürfen nicht zu groß sein. Solche Frequenzbänder können nach den üblichen Verfahren für Amplituden-, Frequenz- oder Phasenmodulation demoduliert werden [5, 10].

Es besteht auch die Möglichkeit, eine Modulationsart in eine andere überzuführen [10]. Es ist z. B. möglich, phasenmodulierte Impulse in amplituden- oder breitenmodulierte zu verwandeln, die beide das niederfrequente ursprüngliche Niederfrequenzspektrum als pulsierenden Gleichstromwert enthalten. Eine Demodulation läßt sich dann auf besonders einfache Weise mit Hilfe eines Tiefpaßfilters erreichen [11].

Praktisch finden diese Umwandlungen von Modulationsarten durch Kippschaltungen statt (vgl. Fig. 17). Im Fall a) werden

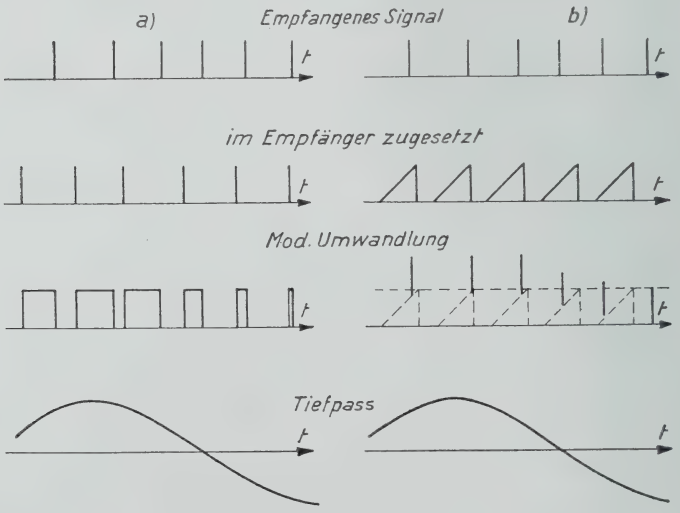


Fig. 17. Umwandlung von Impuls-Lage-Modulation in a) Breite-Modulation, b) Amplituden-Modulation.

die empfangenen phasenmodulierten Impulse mit Hilfe einer im Empfänger zugesetzten Impulsfolge (z. B. direkt Synchronisierimpulse) in ein breitenmoduliertes Signal umgewandelt. In Fall b) werden die zeitlichen Verzögerungen der ankommenden Impulse durch Überlagerung einer linear ansteigenden Sägezahnschwingung in eine Impuls-Amplituden-Modulation übergeführt.

Bei der Umwandlung einer lagemodulierten Serie in eine amplitudenmodulierte ist noch zu beachten, daß die Lagemodulation nicht verschwindet. Es ist demnach zu untersuchen, wie weit sie als Störmodulation in Betracht kommt.

7. Die Nebensprechverhältnisse

Im Gegensatz zu den Frequenz-Multiplexsystemen, wo das Nebensprechen durch Nichtlinearitäten der Breitbandverstärker auftritt, entsteht es bei den Zeit-Multiplexverfahren durch Bandbegrenzungen. Wird ein idealer Rechteckimpuls durch ein Netzwerk mit endlicher Bandbreite geschickt, so tritt eine gewisse Welligkeit auf, die für benachbarte Kanäle sehr störend sein kann (vgl. Fig. 18).

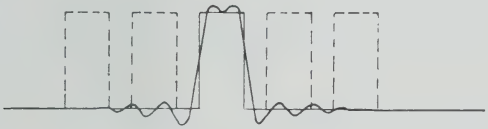


Fig. 18.

Um gute Resultate in bezug auf Nebensprechen zu erreichen, darf nach *Bennett* [13] bei gegebener Impulsdauer eine minimale Bandbreite nicht unterschritten werden, wobei über diesem Minimum die Nebensprechdämpfung nur langsam zunimmt.

Ferner kann durch geeignete Wahl der Impulsbreite bei gegebener Impulsfrequenz infolge günstiger Phasenbeziehungen der höheren Harmonischen bei Impuls-Amplituden-Modulation ein Minimum an Nebensprechen erreicht werden [4].

8. Die Energieverhältnisse

Betrachtet man die Energieverhältnisse bei Impulsmodulationen, bei denen die Impulsenergie durch den Modulationsvorgang geändert wird, so kann man folgende Aussagen machen:

Verlangt man einen konstanten Energieinhalt des Gleichstromgliedes, auf den es im wesentlichen bei der Demodulation ankommt (vgl. Formeln (12), (16)), so muß $h \cdot c$ konstant sein oder h sich wie $1/c$ ändern. Dies ist wichtig bei der Mehrkanaltelephonie, wo die Kanalanzahl ungefähr mit $1/c$ zunimmt, d. h. die Sendeenergie beziehungsweise Sendeleistung pro Kanal muß proportional der Kanalzahl gesteigert werden, sofern man nicht, wie z. B. beim Magnetron oder Klystron von vornherein und notwendigerweise große Energiereserven im Mikrowellen-Generator besitzt. Mit anderen Worten: die totale Energie nimmt mit der Kanalzahl in diesem Falle quadratisch zu (vgl. Fig. 4, 5 und 7, 9).

Ferner wird das Verhältnis aus Energie des Null-Gliedes zur Totalenergie des Impulses bei steigender Kanalzahl immer kleiner, so daß die im Empfänger vernichtete Energie prozentual immer größer wird.

Etwas andere Verhältnisse treten dagegen bei der Impuls-Lage-Modulation auf. Das „Null"-Glied wird dort, speziell bei Mehrkanalsystemen, nicht verwendet, da dessen Energie zu gering wird (vgl. Fig. 30). Der Energieinhalt des einzelnen Impulses bleibt konstant und wird so gewählt, daß er gerade noch über einem gewissen Schwellwert gut empfangen werden kann. Nach *von Baeyer* [12] beträgt diese minimale Impulsenergie

$$N_0 P = h^2 \cdot x k T_0 ln(\sqrt{3}/\Delta f \cdot S_0) \qquad (26)$$

wobei bedeutet:

N_0 = min. mittlere Impulsleistung
P = Wiederholungsperiode der Impulse
h = $1\ A \cdot U_0$, wobei U_0 bei geg. mittlerem Energieinhalt der Impulse der Wurzel aus der Bandbreite proportional ist
X = Zahl, welche die Rauschleistung pro Hz des Empfängers in Einheiten $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws angibt

Δf = für die Rauschspannung maßgebende Bandbreite
S_0 = maximal zulässige Störspitzenzahl pro sek, die bei geg. Δf eine Spannungsschwelle A überschreiten
R = beliebiger Arbeitswiderstand vor der Spannungsschwelle A

9. Die Verhältnisse bei maximalen Kanalzahlen

Die maximale Kanalzahl ist für jedes Mehrfach-Telephonie-System von grundlegender Bedeutung, da sie für dessen Wirtschaftlichkeit in hohem Maße bestimmend ist. Eine Begrenzung der Kanalzahl wird bei den betrachteten Impuls-Modulationen durch folgende gemeinsame Faktoren bewirkt:

1. Impulsperiodendauer
2. Impulsbreite (d. h. Bandbreite)
3. Leistungsabgabe der Endstufe

Die Impulsperiodendauer ist, wie schon im Abschnitt 3 dargelegt wurde, von der höchsten zu übertragenden Niederfrequenz abhängig, so daß der zur Verfügung stehende zeitliche Abstand von Impulsen der gleichen Folge indirekt proportional zur Qualität des zu übertragenden Signals ist. Bei zunehmender Kanalzahl ist in jedem Falle die Impulsbreite zu verkleinern, so daß die notwendige Bandbreite größer wird und gleichzeitig die Leistung der Endstufe zunehmen muß.

Bei Impuls-Amplituden- und Impuls-Breite-Modulation ist zu beachten, daß bei gleichbleibender Energie des „Null"-Gliedes (vgl. S. 34) die Leistungszunahme der Endstufe quadratisch mit der Kanalzahl zu erfolgen hat.

Anders verhält es sich mit der Impuls-Lage-Modulation. Da der Impuls infolge des endlichen Flankenanstieges eine direkte Lagemodulation durch die Rauschspannung erfährt, ist es angebracht, die Flankensteilheit groß zu machen. Obschon dadurch die Bandbreite und damit auch der Rauschpegel erhöht werden, ist die Maßnahme gewinnbringend, indem die Aufbauzeit der Flanke indirekt proportional zur Bandbreite abnimmt, das Rauschen aber nur mit Wurzel aus der Bandbreite wächst.

Wird nun der Impuls an seiner steilsten Stelle mit Hilfe eines Amplitudensiebes nach unten und oben begrenzt (vgl. S. 12), so enthält er ein bestimmtes in die Zeitachse transponiertes Rauschen. Die Modulationstiefe ist dann so zu wählen, damit am Empfänger das gewünschte Nutz- zu Störsignalverhältnis herrscht, das nach *von Baeyer* [12] mit

$$\eta = \frac{m}{c} \sqrt{\frac{Ne}{x k T_0 \cdot 2b}} \cdot \frac{\Delta f}{b} \tag{27}$$

angegeben ist, wobei bedeutet:

m = Modulationsgrad
c = je nach Impulsform zwischen 0,1 und 1
N_e = mittlere Impulsleistung
b = höchste zu übertragende Niederfrequenz
X = Zahl, welche die Rauschleistung pro Hz des Empfängers in Einheiten $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Ws angibt.
Δf = für die Rauschspannung maßgebende Bandbreite

Bei konstantem η wird demnach bei Erhöhung der Kanalzahl d. h. Reduktion des Modulationsgrades eine entsprechende Vergrößerung der Bandbreite notwendig, die aber infolge der Breitbandverstärkungsmöglichkeiten nur bis zur Größenordnung von ca. 10 MHz ausgedehnt werden kann. Ist man in diesem Gebiet angelangt, so kann eine Erhöhung der Kanalzahl nur noch durch die Leistungssteigerung der Endstufe erfolgen, die jedoch gemäß Formel (27) ein quadratisches Ansteigen des Energieinhaltes des Einzelimpulses erfordert. In Anbetracht dieser Situation dürfte es kaum von Vorteil sein, die Kanalzahl eines phasenmodulierten Impulsmodulations-Systems über eine gewisse Höhe zu treiben (10—20 Kanäle). Vielmehr wird man solche Systeme mit beschränkten Kanalzahlen frequenzmäßig mit Hilfe einer elektrischen Weiche nach *Staub* [14] parallel schalten und von dort auf eine gemeinsame Breitbandantenne nach *Peter* [15] gehen.

III. Praktische Anwendung

Auf Grund der theoretischen Betrachtungen soll ein modulierbarer Impulsgenerator mit entsprechendem Empfänger konstruiert werden. Die Dimensionierung der Apparatur hat im Hinblick auf mehrere Kanäle zu erfolgen, um die gegenseitigen Beeinflussungen und eventuellen Grenzbedingungen feststellen zu können.

1. Die Wahl der Modulationsart

Die Modulationsart spielt in bezug auf die Bandbreite bei Impulsmodulation, wie aus der Theorie hervorgeht, eine sehr untergeordnete Rolle. Speziell dann, wenn es sich um kleine Impulsbreiten handelt, die bei Mehrkanalsystemen als Voraussetzung gelten, bilden die Impulsharmonischen die wesentlichen Anteile zur benötigten Bandbreite.

Aus den schon erwähnten Gründen soll die Impuls-Amplituden-Modulation außer Betracht fallen. Vgl. [5].

Ebenso kommen breitenmodulierte Impulse infolge relativ großer Platzbeanspruchung auf der Zeitachse und der Empfindlichkeit auf Reflexionen des hochfrequenzmäßig getasteten Signals nicht in Frage. Es ist nämlich in Multivibratorschaltungen nicht möglich, einen Impuls in der Breite völlig auszumodulieren, da eine lineare Aussteuerung der Rechteckkanten nur innerhalb bestimmter Grenzen möglich ist. Ferner kann die minimale Impulsbreite nicht unter einen bestimmten Wert getrieben werden, ohne Störungen im zeitlichen Ablauf des Impulses in der Apparatur zu

verursachen. Die Impuls-Lage-Modulation weist von den besprochenen Modulationsarten die besten Eigenschaften auf. Da bei Mehrkanalanordnungen die Impulsauslenkung in relativ engen Grenzen gehalten ist, kommt bei der vollen Ausnützung dieses Phasenhubs eine Impuls-Phasen-Modulation am günstigsten zur Anwendung.

2. Die Bestimmung der Impulsfrequenz

Die Impulsfrequenz wird so gewählt, daß ein bestimmtes Tonfrequenzspektrum und eine Mehrzahl von Kanälen übertragen werden können. Diese Forderungen bedingen, daß die Impulsperiodendauer eine bestimmte Größe nicht überschreiten darf, und daß gerade dieses Maximum gefunden werden muß.

Diese niederste Impulsfrequenz ist, wie schon angedeutet, auch von der Modulationsart abhängig, da bei den Zeitmodulationen Seitenbänder höherer Ordnung entstehen, wobei diejenigen der Impulsgrundharmonischen bei zu kleinem Frequenzabstand leicht in den Tonfrequenzbereich (200—3400 Hz) fallen. Vgl. Fig. 7, 8. Bei der Impuls-Amplituden-Modulation sind die Impulsharmonischen nur durch Seitenbänder erster Ordnung begleitet. Der Modulationsgrad und die Impulsdauer spielen keine Rolle. Die Impulsfrequenz ist, mit Rücksicht auf den Dämpfungsanstieg des Demodulations-Tiefpasses, somit von 6800 Hz an aufwärts zu wählen.

Anders werden die Verhältnisse bei Impuls-Breite-Modulation. Es treten hier entsprechend der Phasenmodulation Seitenfrequenzen höherer Ordnung auf, die gemäß der relativen Auslenkung der Impulskanten verschiedene Amplitudenwerte annehmen. Um eine gute Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Platzes auf der Zeitachse zu erhalten, soll der Modulationsgrad $m_B \cong 1$ gemacht werden. Je nach der Impulsbreite b_0 ist der absolute Phasenhub größer als 1, und zwar im Maximum π. Sobald eine bestimmte Anzahl von Kanälen vorgeschrieben ist, sind folgende Größen gegeben:

1. Relative Impulsdauer ($c = \frac{b_0}{d}$) $m_B \cong 1$ vorausgesetzt
2. Absoluter Phasenhub
3. Spektrum

Die ersten beiden Größen werden von der Impulsfrequenz nicht beeinflußt, so daß je nach der Lage der Seitenbänder höherer Ordnung der Grundharmonischen die Impulsfrequenz so gewählt werden muß, daß der Klirrfaktor im Niederfrequenzband zulässig wird, d. h. der Abstand zwischen der höchsten Niederfrequenz und der Seitenfrequenz zweiter Ordnung der Grundharmonischen mit Rücksicht auf den Dämpfungsverlauf des Demodulationsfilters genügend groß wird.

Bei Zunahme der Kanalzahlen wird der absolute Phasenhub immer kleiner, so daß die Seitenfrequenzen höherer Ordnung immer bedeutungsloser werden. Bei der Größenordnung von $b_0 = d/12 \rightarrow 30^0$ d. h.

$$c = \frac{1}{12} \quad (m_B = 1)$$

werden die Seitenbänder höherer Ordnung der Impulsharmonischen vernachlässigbar, so daß dieselben Verhältnisse wie bei der Impuls-Amplituden-Modulation auftreten. Vgl. Fig. 9.

Im vorliegenden Falle sollen Impulsbreite und Modulationsgrad verändert werden können. Um diesen verschiedenen Verhältnissen bei der Demodulation genügend Rechnung tragen zu können, wird die Impulsfrequenz zu 10 kHz festgesetzt.

Primär werden im Sendeteil breitenmodulierte Impulse erzeugt [16]. Gesendet wird aber nur das jeweilige modulierte Ende in Form eines Impulses sehr kurzer Dauer, so daß dem Empfänger lagemodulierte Impulse zugeführt werden. Diese werden durch Zusatz des Impulsanfangs wieder zu breitenmodulierten Impulsen zusammengesetzt, so daß die weitere Demodulation durch einen Tiefpaß bewerkstelligt werden kann.

3. Konstruktion eines Impulsgenerators für zeitmodulierte Impulse

a) Der Multivibrator

Es wurden verschiedene Methoden der Impulserzeugung und der Impulsmodulierung näher untersucht, wobei es sich gezeigt hat, daß mit dem Multivibrator nach *Abraham* und *Bloch* sehr einfache und zuverlässige Schaltungen für Impulse variabler Breite und Frequenz erreicht werden [17].

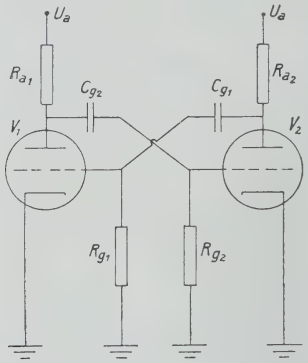


Fig. 19. Multivibrator nach Abraham und Bloch.

Ein Multivibrator nach Fig. 19 liefert mit symmetrischen Schaltelementen im Idealfall eine Ausgangsspannung nach der Form

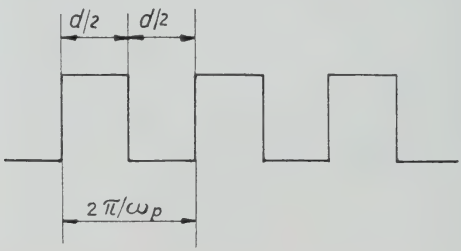


Fig. 20.

Es können die Zeitkonstanten $R_{g1}C_{g1}$ und $R_{g2}C_{g2}$ so geändert werden, daß die Röhren V_1 und V_2 verschiedene Stromführungszeiten haben. Die Ausgangsspannung wird in diesem Falle unsymmetrisch. Je nachdem an welchem Anodenwiderstand die Impulse abgegriffen werden, sind bei gleicher Polarität die Impulsbreiten einmal größer und einmal kleiner.

Dieser gleiche Effekt kann auch auf die Weise erreicht werden, indem das eine Gitter verglichen mit dem andern eine größere negative Vorspannung erhält [22].

Dadurch ist die Möglichkeit gegeben, die Impulsbreite eines Multivibrators durch bestimmte Spannungsänderungen am Gitter der einen Röhre zu beeinflussen. Durch Anlegen einer sin-Spannung an eines der beiden Gitter kann direkt eine Impuls-Breite-Modulation erzielt werden.

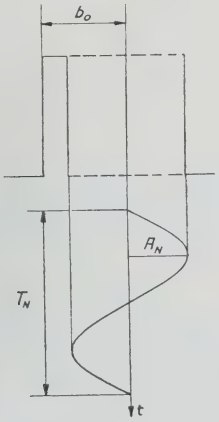


Fig. 21.

Auf diese Weise ist es möglich, relativ große Phasenhübe ohne nennenswerte Verzerrungen zu erhalten.

Die an und für sich unstabilen Schwingungsverhältnisse des Multivibrators werden durch den oben beschriebenen Modulationsvorgang noch verschlechtert, so daß es nötig ist, den Einsatz der ruhenden Kante genau zu definieren. Damit die Mitnahme starr

genug ist, wird der Multivibrator mit Impulsen eines Sperrschwingers synchronisiert. Bei der Verwendung einer sin-förmigen Synchronisierspannung ist zu beachten, daß für eine Amplitudenänderung eine endliche Zeit notwendig ist, so daß bei Amplitudenschwankungen die Synchronisierung des Multivibrators zu verschiedenen Zeiten stattfinden kann. Dieser Umstand kann zu einer zusätzlichen Störmodulation Anlaß geben.

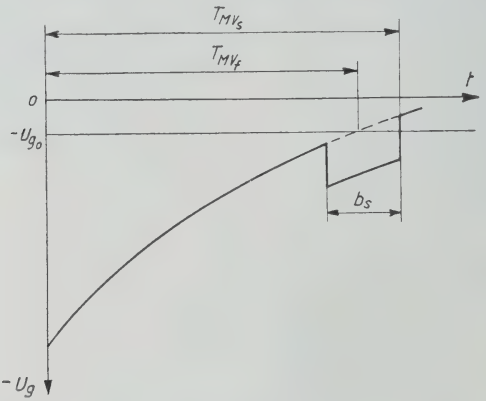


Fig. 22. Zeitlicher Verlauf der Gittervorspannung am Multivibrator mit überlagertem Synchronisierimpuls.

Im vorliegenden Falle wurde ein negativer Impuls zum phasenrichtigen Einsatz des Multivibrators verwendet. Das hat zur Folge, daß die Frequenz des freischwingenden Multivibrators etwas größer gemacht werden muß als die Synchronisierfrequenz. Aus Fig. 22 ist ersichtlich, daß der Multivibrator durch die hintere Kante des Synchronisierimpulses zum Kippen gebracht wird. Wird dagegen ein positiver Synchronisierimpuls verwendet, so entstehen gerade die gegenteiligen Verhältnisse. Die Frequenz des freischwingenden Multivibrators muß kleiner als die Synchronisierfrequenz gemacht werden, wobei dann der Multivibrator auf die vordere Kante des Synchronisierimpulses anspricht [17].

Diese Impulse werden nun auf das zweite Gitter des Multivibrators gegeben, so daß der Einsatz des erzeugten Impulses

phasenrichtig wird. Am andern Gitter liegt die Niederfrequenzspannung, so daß die Umschaltungen von Röhre 1 auf 2 den zeitlichen Änderungen der Niederfrequenzspannung entspricht. Vgl. Fig. 23.

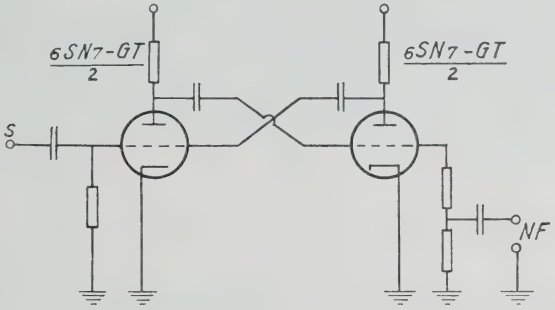


Fig. 23.

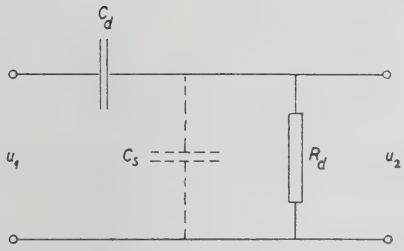


Fig. 24.

Für den Aufbau der Schaltung in Fig. 23 wurde eine Duotriode vom Typ 6SN7-GT verwendet, die relativ große Toleranzen der einzelnen Schaltungselemente zuläßt und deshalb sehr leicht auswechselbar ist. Trioden haben jedoch den Nachteil, die höheren Harmonischen infolge der großen Röhrenkapazitäten kurzzuschließen, so daß die Steilheit der Impulse darunter leidet. Abgesehen von der Einfachheit der Schaltung und der Betriebssicherheit würden sich bei sehr hohen Anforderungen Pentoden besser eignen.

Durch Differenzierung der Ausgangsspannung des Multivibrators entstehen positive und negative Impulse kurzer Dauer. Mit

Rücksicht auf eine möglichst große Kanalanzahl sollen daher Impulse mit minimaler Breite erhalten werden. Ferner soll der Spangungsverlust klein sein. Zur Differenzierung wird ein *RC*-Glied verwendet. Vgl. Fig. 24.

Es ist in den meisten Fällen zulässig, den Flanken von Rechteckschwingungen einen exponentiellen Charakter zuzuschreiben [18]. Gleichung (28) stellt den Spannungsverlauf am Ausgang eines *RC*-Gliedes dar, dessen Eingangsspannung einen exponentiellen Verlauf aufweist. Vgl. Fig. 25.

$$u_2 = U_0 \frac{R_d \cdot C_d}{\tau_1 - R_d(C_d + C_s)} \left[e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right] \tag{28}$$

Die maximale Ausgangsspannung und die Zeit, wann diese erreicht wird, hängen vom Wert τ_1/τ_0 ab. $\tau_0 = R_d(C_d + C_s)$.

Durch Maximumbildung von Gleichung (28) wird

$$u_{2max} = U_0 \frac{C_d}{C_d + C_s} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}} \tag{29}$$

$$T_{u_2 max} = \frac{\tau_0}{\tau_1 - \tau_0} ln \frac{\tau_1}{\tau_0} \tag{30}$$

Da je nach der Ausgangsimpedanz des Multivibrators durch das *RC*-Glied eine nennenswerte Belastung eintreten kann, ist die dadurch vergrößerte Zeitkonstante τ_1 bei der Dimensionierung des Differenzierungsgliedes zu berücksichtigen. Es ist klar, daß der Quotient, gebildet aus Eingangs- und Ausgangsspannung des *RC*-Gliedes, infolge der Spannungsteilerwirkung immer größer als eins sein muß. Bei der Differenzierung der Ausgangsspannung des Multivibrators handelt es sich im vorliegenden Falle darum, einen möglichst schmalen Ausgangsimpuls mit maximaler Amplitude und Flankensteilheit zu erzeugen.

Wie groß auch das Verhältnis τ_1/τ_0 gemacht wird, so ist es unmöglich, eine größere Flankensteilheit zu erreichen, als sie die Eingangsspannung aufweist. Soll der Impuls möglichst schmal werden, so ist τ_1 τ_0 gemäß Gleichung (30) klein zu halten. Das

bedingt aber, daß die Amplitude entsprechend abnimmt. Gleichung (29). Die oben erwähnten Forderungen sind somit entgegengesetzt, so daß ein Kompromiß geschlossen werden muß.

$T_{u_2 max}$ soll so klein gemacht werden, daß der Impuls infolge der kleiner werdenden Amplitude noch gut verstärkt werden kann. Es ist ferner darauf zu achten, daß die Streukapazität C_s ein Minimum wird, da sie zur Ausgangsamplitude in einem indirekt proportionalen Verhältnis steht. Zudem vergrößert sie die Zeitkonstante des RC-Gliedes und hat damit eine Verflachung des Impulses zur Folge.

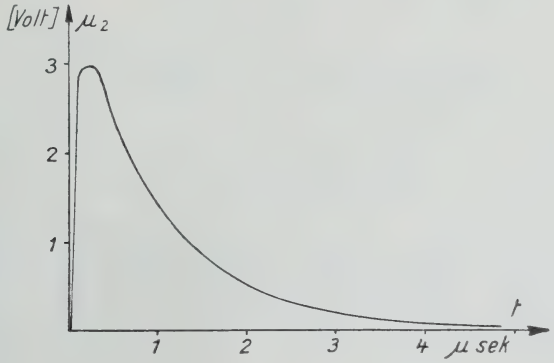


Fig. 25. Spannungsverlauf am Ausgang eines RC-Differenzierungsgliedes.

Das Verhältnis $\frac{C_d}{C_d + C_s}$ kann nicht beliebig groß gemacht werden, da dadurch C_d sehr groß sein muß und R_d sehr klein, d. h. die Belastung für den Multivibrationsausgang wird so groß, daß die scharfe Differenzierung durch den Anstieg von τ_1 verloren geht. Je nach der zulässigen Belastung ist $\frac{C_d}{C_d + C_s}$ im Maximum 0,9 zu wählen. Die zu differenzierende Flanke weist eine Zeitkonstante von ca. 0,9 μsek auf. Der Ausgang des Differenzierungsgliedes liegt direkt am Gitter einer Röhre, so daß C_s relativ groß wird (15 pF). Das Verhältnis $\frac{C_d}{C_d + C_s}$ sei 0,9. Bei einer Eingangsspannung von ca. 40 Volt wird

$C_d = 135$ pF
$R_d = 600$ Ohm.

Das Maximum der differenzierten Spannung wird mit diesen Daten nach 0,225 μsek erreicht, und die Zeit, bis die Spannung auf 10% des Maximalwertes gesunken ist, beträgt 2,4 μsek. Nach 4,5 sek ist sie auf 1% gesunken. Wird von diesem Impuls nur die Spitze verstärkt, so kann mit einer mittleren Impulsdauer von ca. 1 μsek gerechnet werden. Vgl. Fig. 25.

b) Der Sperrschwinger

Zur Synchronisierung des Multivibrators kam ein Sperrschwinger gewöhnlicher Bauart zur Anwendung [19]. Um eine Rückwirkung des Multivibrators auf den Sperrschwinger zu vermeiden, wurde eine Entkopplungsröhre dazwischen geschaltet, die gleichzeitig noch zur Impulsformung dient. Der Sperrschwinger wird seinerseits durch eine sin-förmige Synchronisierspannung von 10 kHz gesteuert, die für jeden weiteren Kanal eine entsprechende, in diesem Falle regelbare Phasenverschiebung erfährt. Der Synchronisierimpuls hat eine Spannung von 25 Volt und 4 μsek Halbwertsbreite.

c) Niederfrequenzverstärker und Begrenzer

Die Zuführung der Niederfrequenzspannung zum Multivibrator geschieht über einen NF-Verstärker in *RC*-Schaltung mit nachfolgendem Amplitudenbegrenzer in Form einer parallel geschalteten Duodiode. Damit wird der Phasenhub der modulierten Impulse auch bei wechselnder Eingangsamplitude des NF-Verstärkers ein einstellbares Maximum nicht überschreiten. Der Innenwiderstand der Dioden wird parallel zum Belastungswiderstand des NF-Verstärkers geschaltet, wobei die eine Diode bei der positiven und die andere bei der negativen Halbwelle des NF-Signals stromführend wird [20]. Fig. 26 zeigt die Impulsauslenkung in Funktion der NF-Spannung am Multivibrator.

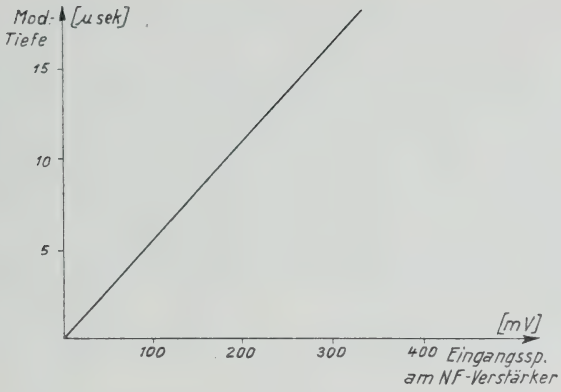


Fig. 26. Impulsauslenkung am Multivibrator in Funktion der Eingangsspannung am *NF*-Verstärker.

d) Impulsverstärkerstufen

Die differenzierten Impulse werden in einer Breitbandverstärkerstufe im A-Betrieb verstärkt und in ihrer Phase um 180° gedreht. Sie besitzen eine Halbwertsbreite von ungefähr 2 μsek, so daß eine Durchlaßbreite von 1 MHz genügt. Eine Phasenkompensation für niedrige Frequenzen ist nicht nötig, da die Impulse mit einer Grundfrequenz von 10 kHz aufgebaut sind.

Am Ausgang entsteht dann der Spannungsverlauf gemäß Fig. 27.

Fig. 27.

In einer weiteren Röhre werden die negativen Spitzen abgeschnitten und von den positiven nur der oberste Teil verstärkt. Es handelt sich also um einen Breitbandverstärker im *C*-Betrieb mit den schon erwähnten Übertragungsbedingungen.

e) Die Impedanztransformationsstufe

In der letzten Stufe wurde eine Impedanztransformation vorgenommen, in der Annahme, die parallelgeschalteten Impulsgeneratoren werden durch ein Breitbandkabel mit dem zu tastenden Hochfrequenzsender verbunden. Der Verstärkungsverlust dieser Stufe beträgt 8%. Am Ausgang wurden Impulse von ca. 20 Volt Spitzenspannung und 1,5 μsek mittlerer Impulsdauer erhalten.

Zusammenfassend ergibt sich das Blockschema eines Kanals in Fig. 28.

Fig. 29 stellt die entsprechende Schaltung dar.

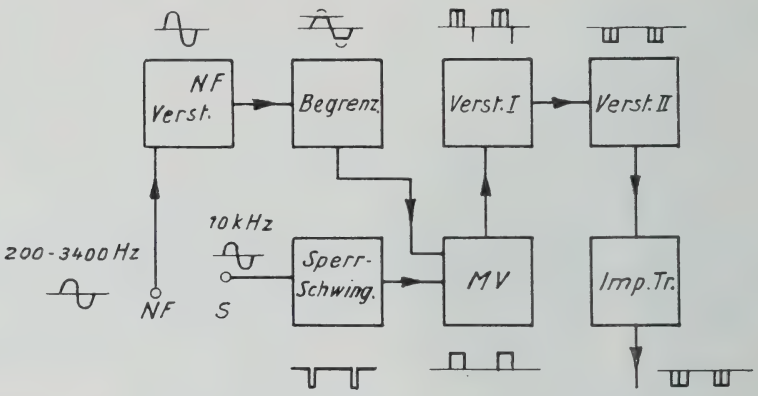


Fig. 28. Blockschema eines impuls-phasenmodulierten Gesprächskanals (sendeseitig).

4. Die Dimensionierung des Empfängers für phasenmodulierte Impulse

Zum prinzipiellen Studium einer Mehrkanalanlage nach dem Zeit-Multiplexverfahren können vorerst die Tastung des Hochfrequenz-Senders, der Empfang und die Gleichrichtung außer Acht gelassen werden. Es soll sich vielmehr darum handeln, die Impulse und deren Modulation (eine direkte Modulation der Hochfrequenz-Schwingung innerhalb des getasteten Impulses sei hier nicht disku-

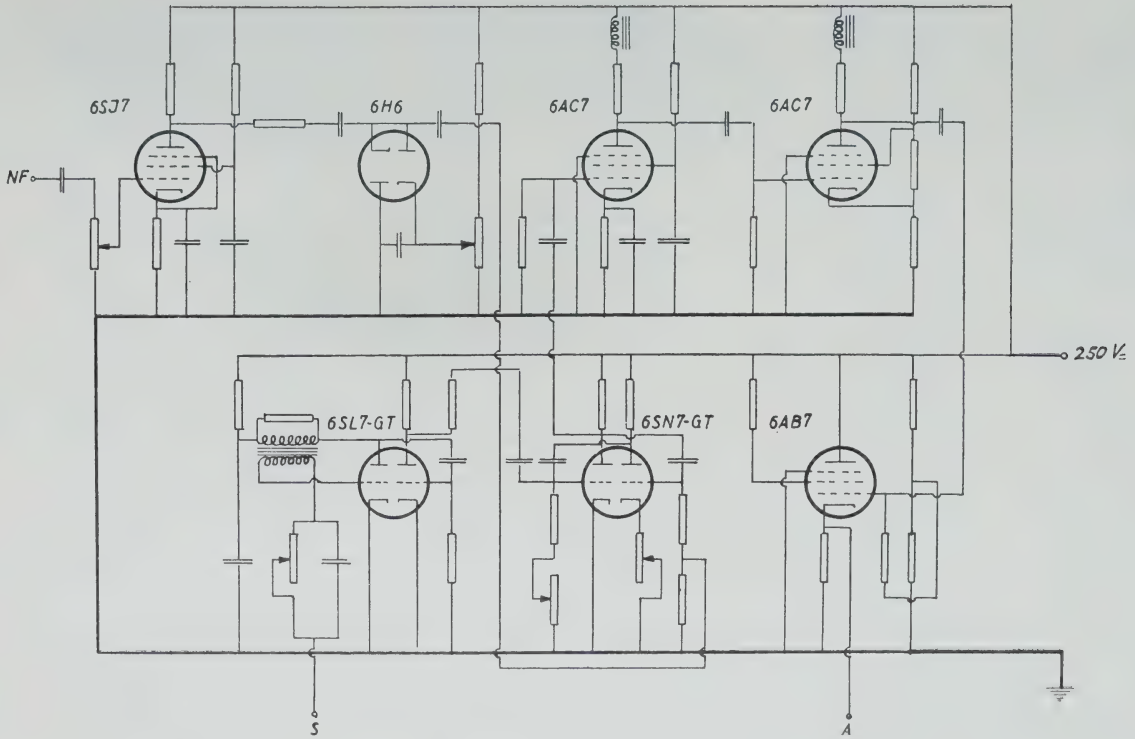


Fig. 29. Schaltung eines Gesprächskanals für Impuls-Phasen-Modulation.

tiert), Demodulation und die Einflüsse, die sich aus diesen Umwandlungen ergeben, festzustellen. Unsere Betrachtung setzt somit nach der Gleichrichterstufe des Hochfrequenz-Empfängers wieder ein. Es handelt sich also darum, die modulierten Impulse im Kurzschlußverfahren wieder in die ursprüngliche Niederfrequenz umzuwandeln.

Die Rückgewinnung der Niederfrequenz aus den modulierten Impulsen benötigt je nach der Modulationsart einen unterschiedlichen Aufwand. Wie aus den Gleichungen (12) und (17) im theoretischen Teil hervorgeht, ist sie dann einfach, wenn es sich um Impuls-Amplituden- oder um Impuls-Breite-Modulation handelt, d. h. wenn der Energieinhalt der Impulse verändert wird. In diesen Fällen genügt ein Tiefpaßfilter, welches alle Kombinationsfrequenzen mit den Impulsharmonischen aussiebt, so daß nur noch die Niederfrequenz als solche durchgelassen wird. Handelt es sich aber wie im vorliegenden Falle um eine Impuls-Lage-Modulation, so ist aus Gleichung (20) ersichtlich, daß eine Demodulation auf die erwähnte Weise nicht mehr möglich ist. Zwar ändert der Energieinhalt gemäß Gleichung (25) auch, da die Impulsdauer konstant bleibt, doch sind die Amplituden so klein, daß eine Demodulation direkt mit einem Tiefpaßfilter bei vielen Kanälen unmöglich wird. Vgl. Fig. 30. Dort sind die Verhältnisse für Impuls-Breite-Modulation für fünf Kanäle dargestellt. Die Sicherheitsabstände zwischen den einzelnen Kanälen sind vernachlässigt.

Aus Fig. 30 ist ersichtlich, daß bei gleichem absolutem Phasenhub sich die relative Impulsbreitenänderung wie 100 : 1 verhält. Eine Verbesserung des Verhältnisses wäre nur im Falle einer Impulsverbreiterung bei der Impuls-Lage-Modulation zu erzielen, was jedoch infolge des kleiner werdenden Phasenhubs eine Verschlechterung des Nutz- Störsignalverhältnisses nach sich ziehen würde. Es liegt daher nahe, die Impuls-Lage-Modulation wieder in eine Impuls-Breite-Modulation zurückzuverwandeln, so daß nachträglich die Tonfrequenz mit einem Tiefpaß ausgesiebt werden kann. Fig. 31 zeigt das Blockschema eines auf diese Weise aufgebauten Empfängers.

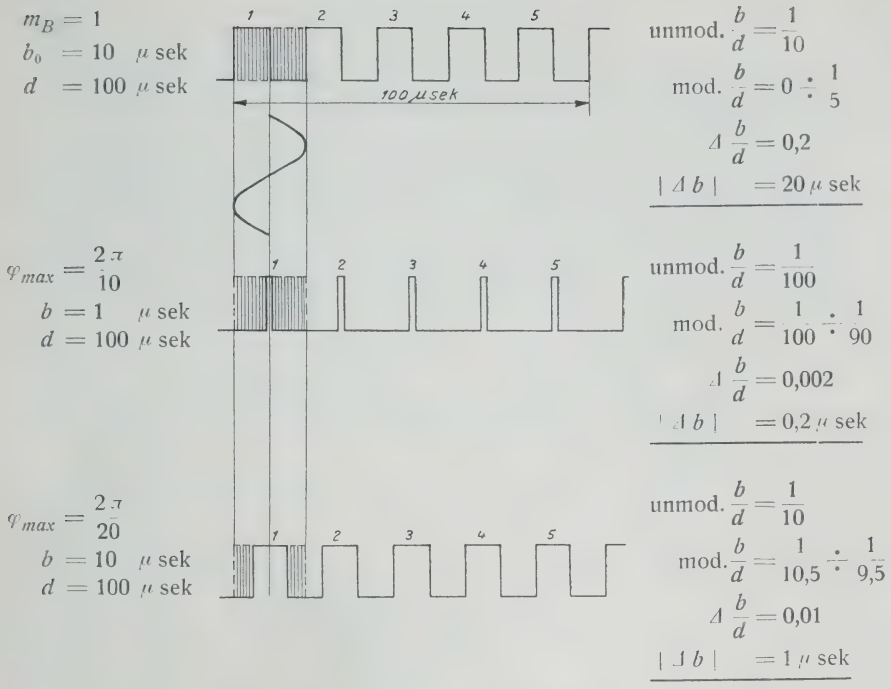


Fig. 30. Darstellung der rel. Impulsbreitenänderung bei Impuls-Lage-Modulation.

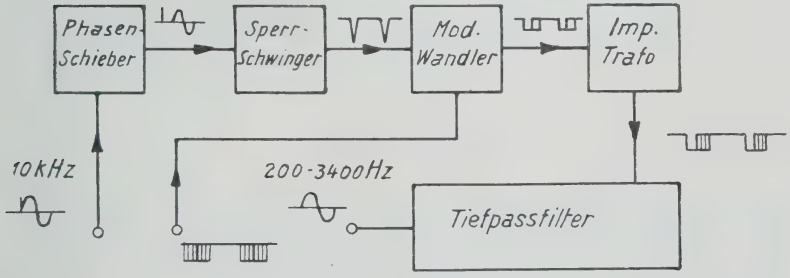


Fig. 31. Blockschema eines Empfängers für impuls-phasenmodulierte Signale.

a) Der Modulationswandler

Das Prinzip der Umwandlung einer Impuls-Lage-Modulation in eine Impuls-Breite-Modulation ist folgendes:

Mit Hilfe eines stationären Impulses (Synchronisierimpuls) und des lagemodulierten ankommenden Impulses wird eine Röhre wechselzeitig ein- und ausgeschaltet, so daß am Anodenwiderstand ein breitenmoduliertes Signal abgegriffen werden kann. Der Modulationsgrad kann je nach dem zeitlichen Einsatz des stationären Impulses verändert werden.

Die Voraussetzung für ein plötzliches Sperren und Öffnen einer solchen Anordnung ist die Serieschaltung eines Elements mit einer fallenden Strom-Spannungscharakteristik mit einem ohmschen Widerstand [21].

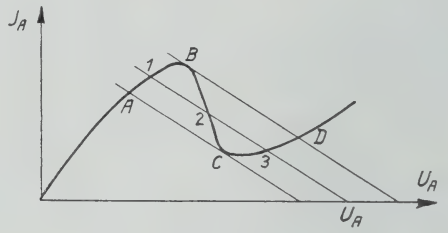


Fig. 32.

Die Punkte 1, 2 und 3 in Fig. 32 werden durch den Schnitt der Widerstandsgeraden mit der oben erwähnten Kurve dritten Grades gebildet. Punkt 2 stellt einen labilen Gleichgewichtszustand dar, der für die folgenden Betrachtungen bedeutungslos ist. Wird die Anodenspannung sukzessive bis Punkt *B* erhöht, so ist nur noch eine kleine Zugabe notwendig, um den Strom sprunghaft von *B* auf *D* zu reduzieren. Wird von der andern Seite der Punkt *C* erreicht, so kippt der Strom bei der geringsten Spannungserniedrigung auf den Wert *A*. Solche schnell ändernde Stromschwankungen können außerdem durch Drehen der Widerstandsgeraden um den Punkt U_a oder durch eine horizontale respektive vertikale Verschiebung der Strom-Spannungscharakteristik bewirkt werden.

Dies geschieht bei Elektronenröhren durch Änderung einer der Elektrodenspannungen.

Die für Meßzwecke variable Auslenkmöglichkeit der lagemodulierten Impulse verlangt beim Empfänger eine entsprechende Anordnung, um die Impulsbreiten des Modulationswandlers kontinuierlich zu ändern, so daß jedesmal mindestens der Modulationsgrad 1 erreicht wird. Dies geschieht dadurch, indem der stationäre Impuls, der den breitenmodulierten Impuls einleitet, in der Phase verschoben werden kann. Vgl. Fig. 33.

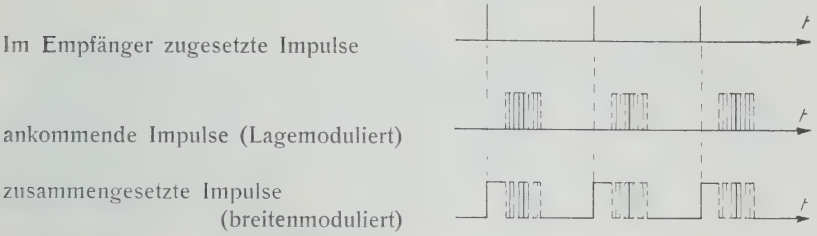


Fig. 33.

Das so entstandene breitenmodulierte Signal wird mit Hilfe eines Kathodenverstärkers auf eine Eingangsimpedanz von 600 Ohm des nachfolgenden Tiefpasses transformiert. Aus den vorhergehenden Modulationsspektren für Impuls-Breite-Modulation ist ersichtlich, daß je nach Impulsbreite und Modulationsgrad die Amplituden der Seitenfrequenzen der Impulsharmonischen beträchtliche Werte annehmen können. Vgl. Fig. 7, 8, 9.

b) Das Tiefpaßfilter

Es hat sich deshalb als nötig erwiesen, ein Tiefpaßfilter zu bauen, das einen relativ steilen Dämpfungsanstieg zeigt, so daß auch im Falle starker Ausmodulierung der Senderimpulse die Seitenbänder höherer Ordnung der Grundharmonischen sauber ausgesiebt werden können. Dazu wurde eine aus Grund- und *m*-Gliedern zusammengesetzte Siebkette nach Fig. 34 verwendet [22].

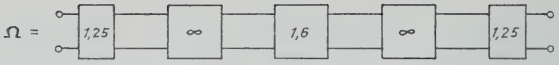


Fig. 34.

Die Grenzfrequenz wurde mit $\frac{\Omega}{0{,}83}$ gewählt, da in diesem Bereich die Betriebsdämpfung vernachlässigbar ist und die Echodämpfung größer als 4 Neper wird. Die Unendlichkeitsstellen liegen für die $m/2$-Glieder bei 5,13 kHz, für das m-Glied bei 6,56 kHz. Die Schaltung ist aus Fig. 35 ersichtlich.

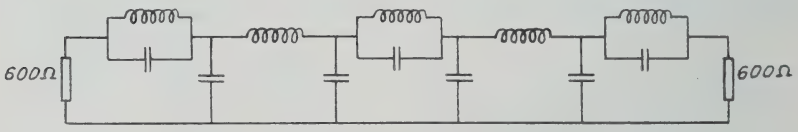


Fig. 35.

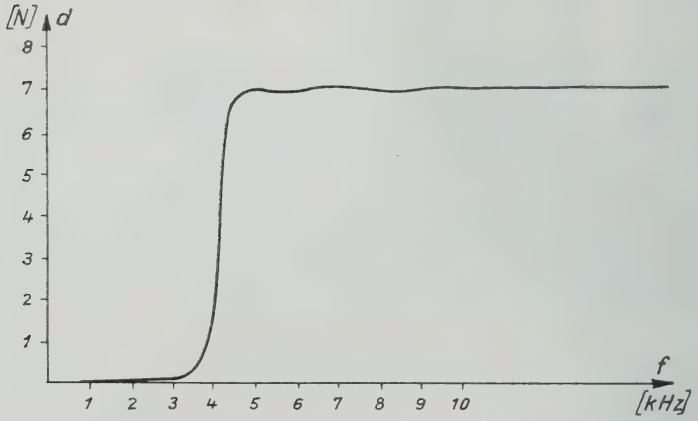


Fig. 36. Dämpfungsverlauf des Tiefpasses.

Der gemessene Dämpfungsverlauf weist den erwarteten steilen Anstieg auf. Die Unendlichkeitsstellen sind infolge der kleinen Q-Werte der Resonanzkreise verflacht.

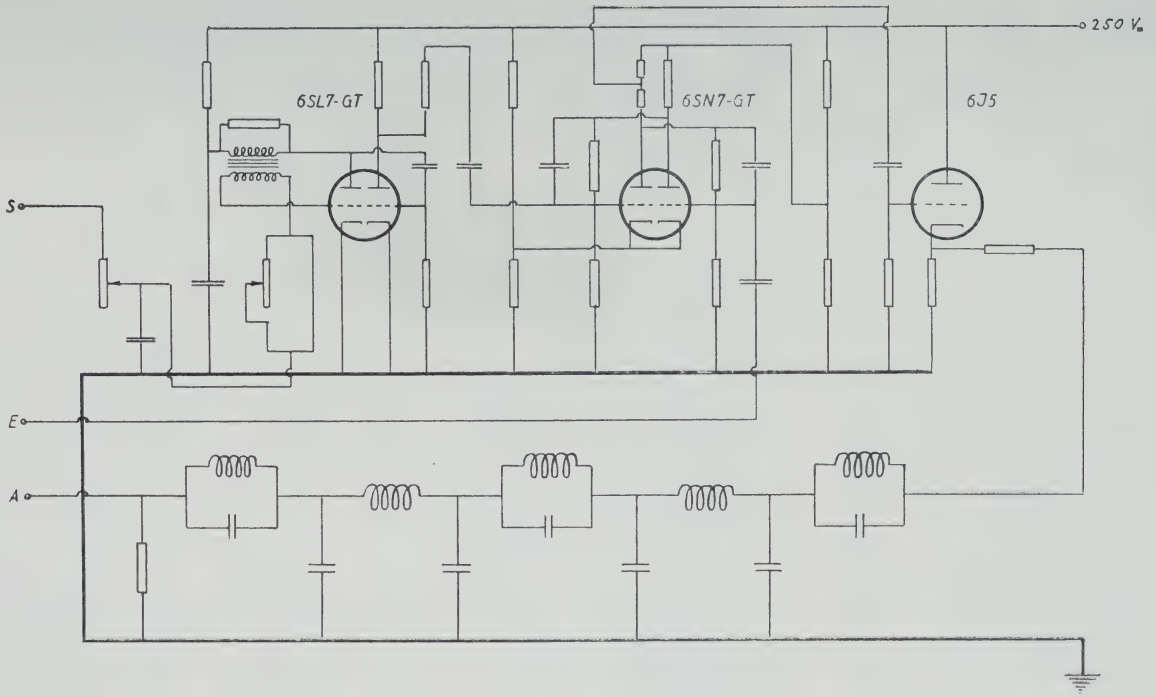


Fig. 37. Schaltung des Empfängers für impulsphasenmodulierte Signale.
Vergl. Fig. 31.

Für ein System mit gegebener Kanalzahl kann der Filteraufwand unter Umständen erheblich verringert werden, da besonders bei kleinen Phasenhüben die Seitenfrequenzen höherer Ordnung der Impulsgrundharmonischen verschwinden. Damit ist eine bedeutende Verflachung des Dämpfungsanstieges möglich.

Fig. 37 stellt die Schaltung des Empfängers für impulsphasenmodulierte Signale dar.

5. Die Anordnung zur Trennung der einzelnen Kanäle

Die Trennung der Kanäle geschieht prinzipiell durch zeitliche Selektivierung der Empfänger. Zu diesem Zweck ist es notwendig, daß Sender und Empfänger miteinander synchron laufen. Im Moment, wo die Impulsgeneratoren dauernd in einer ganz bestimmten Phasenbeziehung zueinander stehen, ist es möglich, die entsprechenden Kanäle miteinander zu verbinden. Im Kurzschlußverfahren genügt es, Sender und Empfänger mit dem gleichen Generator zu synchronisieren.

Soll ein bestimmter Kanal herausgefiltert werden, so kann dies mit einer Röhre geschehen, die dann geöffnet ist, wenn der zugehörige Kanal am Gitter liegt. Für den Rest der Impulsperiodendauer bleibt sie geschlossen. Das gleiche geschieht für die andern Kanäle, nur haben dort die Durchlaßzeiten andere Phasenrelationen. Da während der Öffnungszeit das hereinkommende Signal die volle Amplitude aufweisen muß, ist die Steuerung durch Rechteckimpulse vorzunehmen. Diese Impulse müssen in der Phase leicht verschoben werden können, um eine genaue Eingrenzung des jeweiligen Kanals zu ermöglichen. Bei großen Kanalzahlen sind an diese Impulse hohe Forderungen an die Flankensteilheit und an das Vorhandensein scharfer Ecken zu stellen. Anderenfalls ist zwischen benachbarten Kanälen der Sicherheitsabstand zu vergrößern, damit nicht allzu große Teile angrenzender Kanäle herausgesiebt werden.

Die Impulsbreite muß im vorliegenden Falle dem doppelten Phasenhub entsprechen. Impulshöhe sowie Breite wurden variabel

gemacht, um einerseits die maximale Impulsamplitude des ankommenden Signals zu erhalten und andererseits den verschiedenen Modulationsgraden Rechnung zu tragen. Die Schaltung entspricht dem Blockschema in Fig. 38.

Die Rechteckimpulse werden durch einen Multivibrator erzeugt, dessen Synchronisierung auf die gleiche Weise wie beim Sender und Empfänger mit einem Sperrschwinger geschieht. Die eigentliche Trennstufe arbeitet mit einer Pentode mit stark negativ vorgespanntem Bremsgitter, so daß die Röhre erst bei Anwesenheit des Selektionierungsimpulses leitfähig wird. Für eine direkt ver-

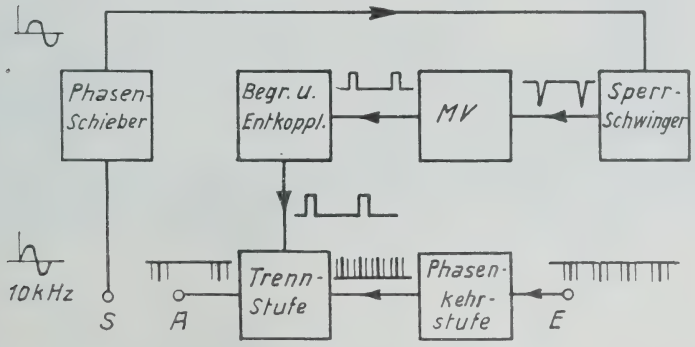


Fig. 38. Blockschema der Anordnung zur Trennung der Kanäle.

wendbare Trennung des Kanals ist gleiche Polarität zwischen den ankommenden modulierten Impulsen und den Trennungsimpulsen notwendig, so daß die modulierten Impulse in diesem Falle einer Drehung der Phase um 180^0 bedürfen.

Nun ist es möglich, die empfangenen Signale nach dem vorherbeschriebenen Verfahren zu demodulieren.

Für jeden Kanal ist eine solche Trennungsstufe notwendig, deren Aufwand mit der Anzahl der Kanäle steigt, und die nur dann gut funktioniert, wenn die zur Trennung notwendigen Rechteckimpulse in jeder Hinsicht der idealen Form nahekommen.

Fig. 39 stellt die entsprechende Schaltung dar.

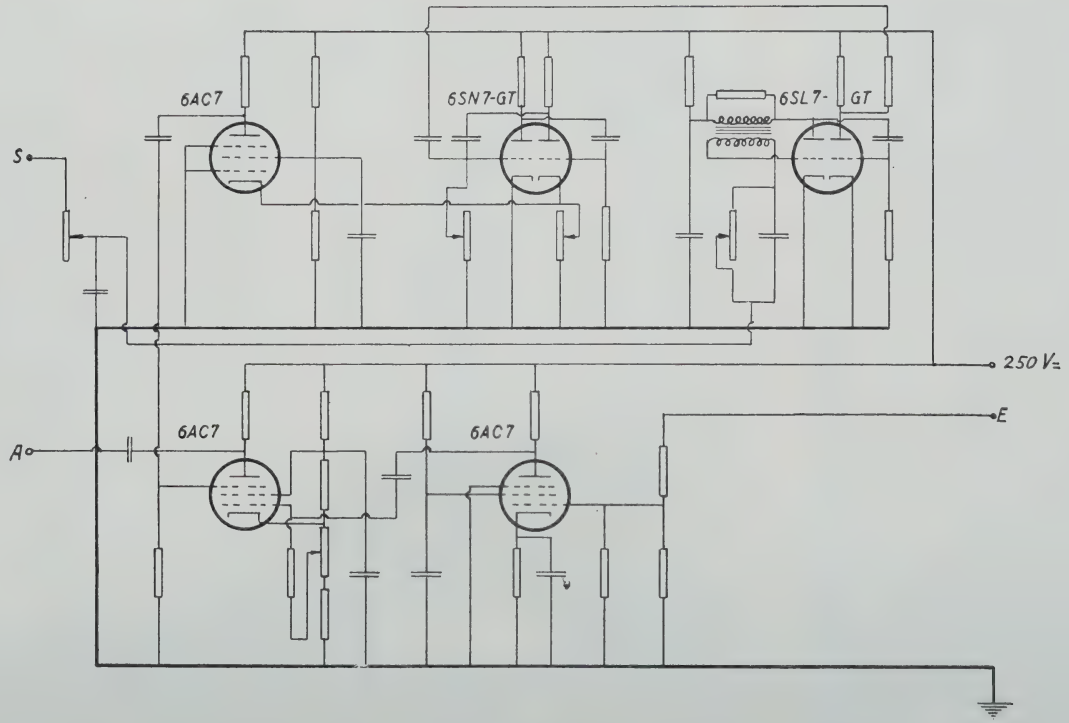


Fig. 39. Schaltung der Anordnung zur Trennung der Kanäle.
Vergl. Fig. 38.

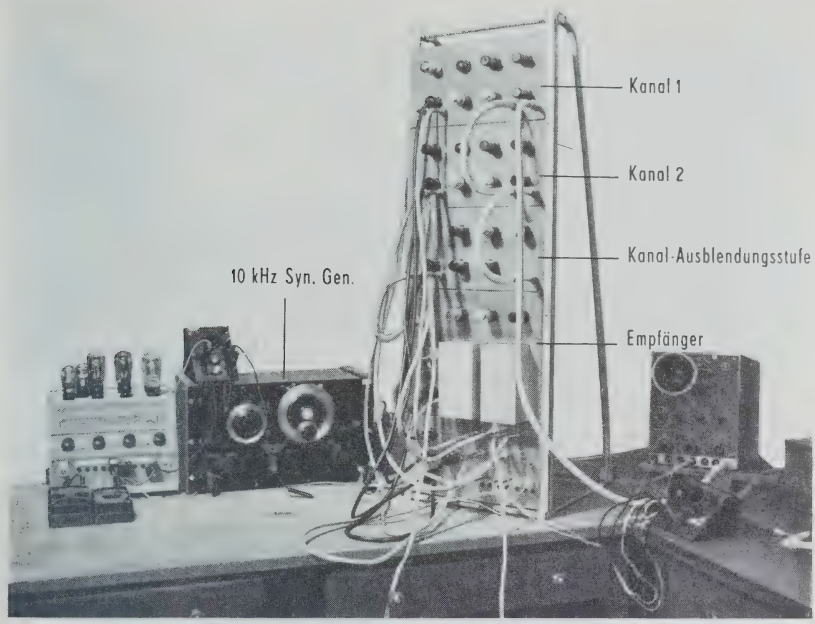


Fig. 40. Aufbau der Apparatur im Laboratorium.

6. Messungen an der Apparatur

a) Meßmethoden und Meßapparatur

Zur Messung der Impulsdauer, Impulshöhe und Modulationstiefen wurde ein Kathodenstrahloszillograph verwendet. Die Meßskala bestand aus einem in mm geeichten durchsichtigen Filmstreifen, der durch eine besondere Vorrichtung an den Leuchtschirm gedrückt wurde, um parallaktische Fehler auf ein Minimum zu reduzieren. Durch einen Mechanismus konnte der Filmstreifen verschoben werden, so daß eine bequeme Nulleinstellung auf irgendeinen Punkt des Bildes möglich wurde. Je nachdem, ob es sich um Messungen auf der Zeit- oder auf der Spannungsachse handelte, war es möglich, die ganze Meßeinrichtung um 90^0 zu drehen. Der Klirrfaktor wurde am demodulierten Signal am Aus-

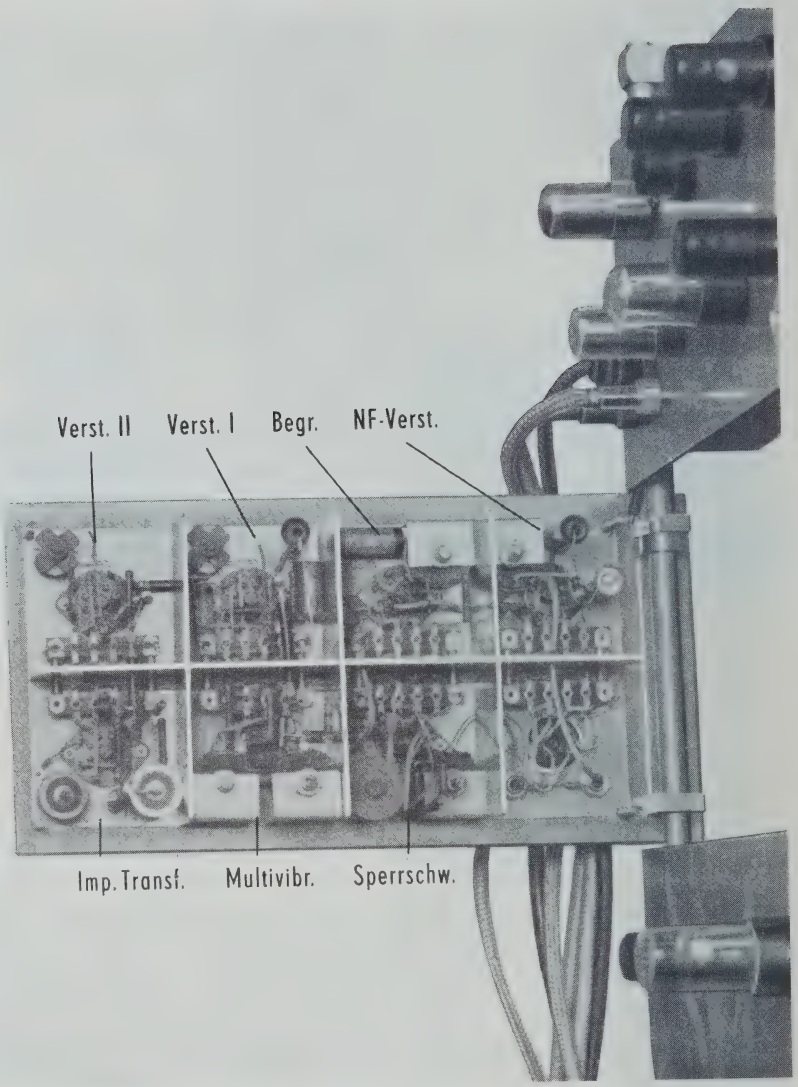


Fig. 41. Kanal 2 geöffnet.

gang des Tiefpaßfilters mit einer Klirrfaktormeßbrücke bestimmt. Die Untersuchung der Nebensprechverhältnisse geschah mit einem geeichten Meßverstärker in Verbindung mit einem Röhrenvoltmeter.

b) Meßresultate

Die Messung der Impulsdauer am Ausgang des Sendeteils ergab eine Halbwertsbreite von 1,5 μsek, wobei die Impulsform derjenigen einer Gaußschen Fehlerkurve entsprach. Ferner wurde eine Störmodulation von 0,5 μsek Modulationsbreite gemessen.

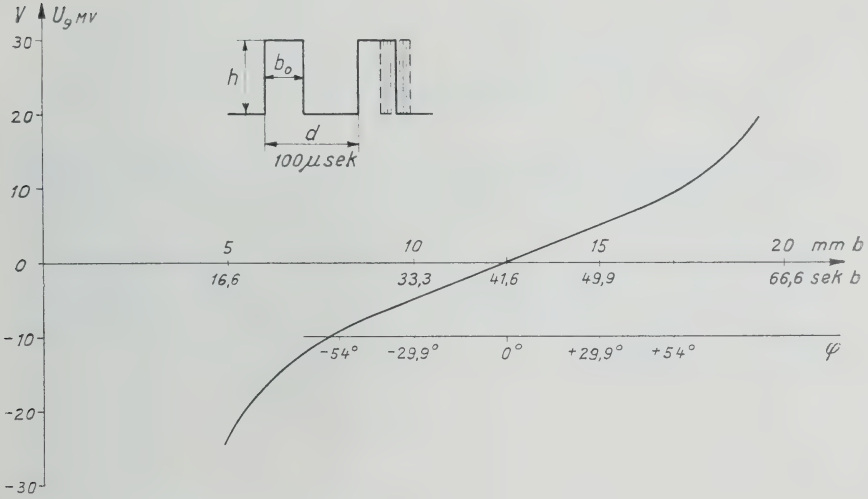


Fig. 42. Modulationskennlinie des Multivibrators.

Die statische Modulationskennlinie am Multivibrator des Sendeteils wurde mit Hilfe entsprechender Vorspannungen des Steuergitters, an das die Niederfrequenz angekoppelt ist, aufgenommen. Daraus geht hervor, daß eine lineare Aussteuerung des Multivibrators von 15 μsek möglich ist, was einem Phasenhub von 54 ^{0} entspricht. Diese Aussteuerung würde einem System mit drei Kanälen entsprechen und stellt in dieser Konstruktion die untere Kanalzahl dar, vorausgesetzt, daß der zur Verfügung

stehende Platz zwischen zwei zusammengehörigen Impulsen durch die Modulation voll ausgenützt wird. Vgl. Fig. 42.

Zur Messung des Klirrfaktors diente die Anordnung nach Fig. 43.

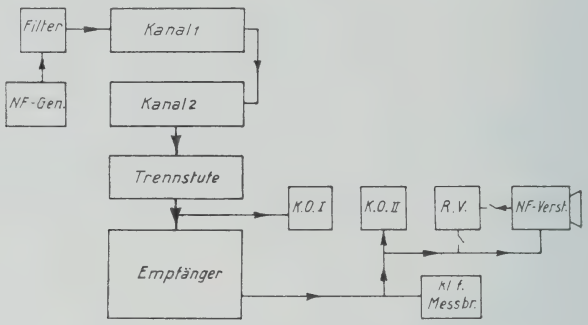


Fig. 43. Meßanordnung.

Der Klirrfaktor wurde in Funktion der Eingangsspannung der Niederfrequenzstufe des Sendeteils mit der Frequenz als Parameter aufgenommen. Bei kleinen Aussteuerungen wird der Geräuschabstand rasch kleiner, was den starken Anstieg des Klirrfaktors bedingt. Nach der andern Seite ist ein langsamer Anstieg der Kurve infolge nichtlinearer Kennlinien im Niederfrequenz-Verstärker und Multivibrator zu konstatieren. Vgl. Fig. 44.

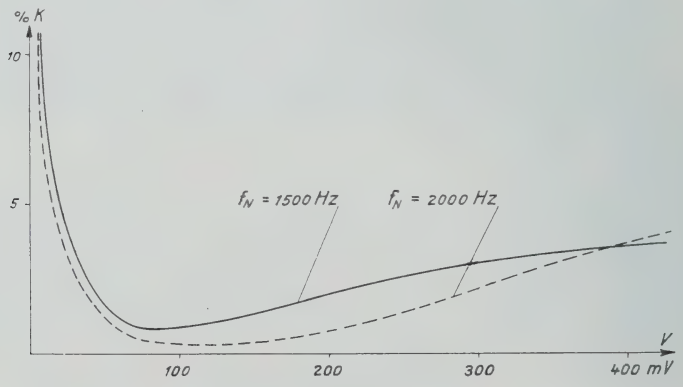


Fig. 44. Klirrfaktor der Apparatur in Funktion der Eingangsspannung der *NF*-Stufe mit der Frequenz als Parameter.

Der Klirrfaktor in Funktion der Frequenz mit der Eingangsspannung als Parameter zeigt ein Maximum bei 3000 Hz, das von einer Schwebung der Seitenfrequenz zweiter Ordnung der Grundharmonischen mit der Niederfrequenz entsteht. Vgl. Fig. 45.

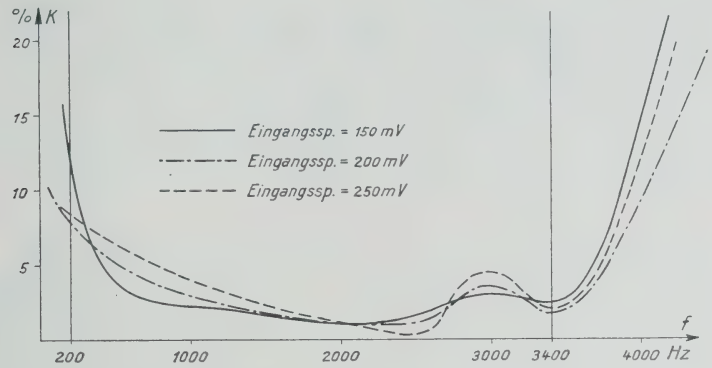


Fig. 45. Klirrfaktor der Apparatur in Funktion der Frequenz mit der Eingangsspannung am *NF*-Verst. als Parameter.

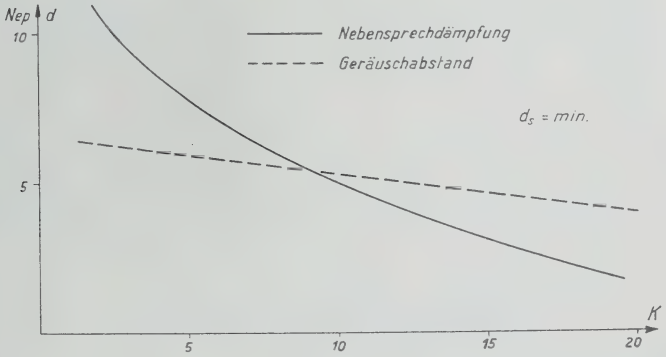


Fig. 46. Nebensprechdämpfung und Geräuschabstand in Funktion der Kanalzahl.

Die Nebensprechverhältnisse wurden mit Hilfe des zweiten sendeseitigen Kanals ermittelt, indem nach der Selektion von Kanal 1 im Empfänger die störende Anwesenheit von Kanal 2 untersucht wurde. Die untereinander gleiche Aussteuerung der

Kanäle wurde variiert, um die Verhältnisse für verschiedene Kanalzahlen zu ermitteln.

Kanal 2 wurde gegenüber Kanal 1 in der Phase noch so verschoben, daß nicht nur benachbarte, sondern auch die übrigen Kanäle für das Nebensprechen in einem bestimmten Kanal untersucht werden konnten. Die Bestimmung der Nebensprechdämpfung in Funktion der Kanalzahl erfolgte unter der Voraussetzung, daß die beiden Kanäle untereinander stets eine gleich große Aussteuerung erhielten, wobei der Sicherheitsabstand eine μsek betrug. Vgl. Fig. 46. Die Zunahme der Nebensprechdämpfung bei größer werdenden Sicherheitsabständen ist aus Fig. 47 ersichtlich.

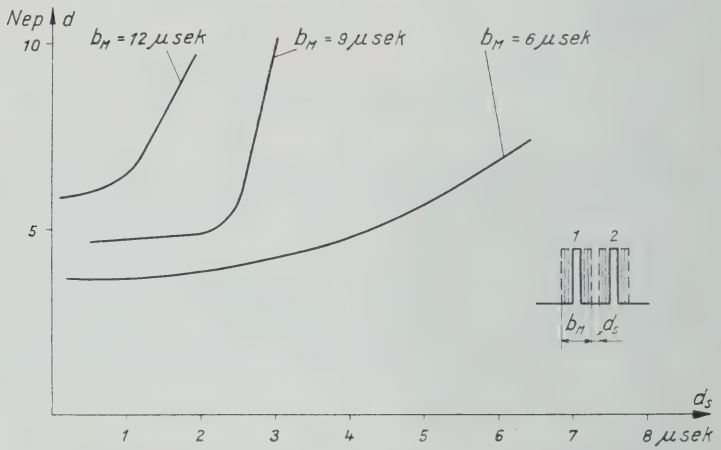


Fig. 47. Nebensprechdämpfung in Funktion des Sicherheitsabstandes d_s.

7. Diskussion der Ergebnisse

Auf Grund der erhaltenen Meßresultate läßt sich über das beschriebene Mehrfachübertragungssystem nach dem Impulsverfahren folgendes sagen:

Die am Ausgang des Sendeteils festgestellte Impulsform weist eine große Ähnlichkeit mit der Gaußschen Fehlerkurve auf, so daß auf Grund derselben eine Bestimmung der notwendigen Bandbreite möglich ist. Vgl. Fig. 48 [12].

Bei Berücksichtigung der höheren Seitenfrequenzen bis zu einer Amplitude von 1 % der Grundharmonischen ergibt sich eine Bandbreite von 750 kHz.

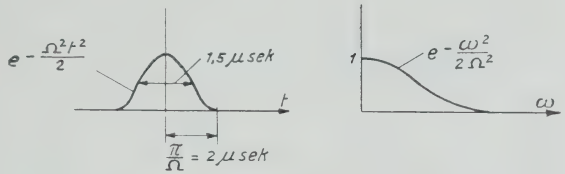


Fig. 48.

Die nach den CCIF-Normen vorgeschriebene Nebensprechdämpfung liegt bei 7,5 Neper. Aus dem gemessenen Dämpfungsverlauf geht hervor, daß diese Bedingungen für fünf Kanäle eingehalten werden. Das weitere Absinken der Nebensprechdämpfung ist auf die Konstruktion der Ausblendvorrichtung zurückzuführen. Die zur Öffnung der eigentlichen Trennstufe benötigten Rechteckimpulse wirken auf das Bremsgitter der betreffenden Röhre (vgl. Fig. 39) und müssen deshalb relativ große Spitzenspannungen aufweisen. Die infolge des großen Arbeitswiderstandes herabgesetzte Grenzfrequenz der höheren Harmonischen führt zu Abrundungen an den Ecken der Rechteckspannung, so daß speziell bei kleinen Modulationsbreiten, d. h. höheren Kanalzahlen das betreffende Signal nicht mehr sauber ausgeblendet werden kann. Ein vermehrtes Nebensprechen ist deshalb die Folge. Die Verhältnisse werden jedoch bei Vergrößerung des Sicherheitsabstandes wieder besser, bedingen aber eine entsprechende Verminderung der Kanalzahl und der Ausnützung der Bandbreite. Vgl. Fig. 47.

Die mit der erwähnten Impulsform erhaltenen Nebensprechdämpfungen bestätigen die früher gemachte Forderung, daß die höchste zu übertragende Impulsharmonische bei ungefähr dem reziproken Wert der Halbwertsbreite des Impulses liegen muß. Dabei ist zu beachten, daß die Impulsform möglichst keine scharfen Ecken aufweist, da sonst die Frequenzen mit einer Periodendauer, die kleiner als die Halbwertsbreite des Impulses ist, nur langsam abklingen und daher vermehrtes Nebensprechen hervorrufen.

Der Geräuschabstand mit sechs Neper bei fünf Kanälen liegt an der unteren Grenze. An die Siebung der Anodenspannung werden hohe Anforderungen gestellt, da Brummspannungen am Multivibrator direkt eine Lagemodulation der Impulse bewirken.

Der Klirrfaktor der Apparatur liegt im Mittel bei 3,4% und darf als genügend angesehen werden.

Die Übertragung von Musik ist durch Parallelschaltung eines oder mehrerer Kanäle möglich. Es entsteht dadurch eine scheinbare Erhöhung der Impulsfrequenz um das Vielfache der verwendeten Kanäle. Zur Demodulation werden jedoch Tiefpässe mit entsprechend hohen Grenzfrequenzen nötig.

IV. Zusammenfassung

Die Richtstrahl-Mehrkanaltelephonie hat in letzter Zeit außerordentliches Interesse gewonnen. Die dabei zur Verwendung gelangenden kürzesten Wellen bedingen eine Zwischenmodulation, da eine direkte Modulation der Trägerfrequenzen über 100 MHz mit sehr großen Schwierigkeiten verbunden ist. Die Impulsmodulation ermöglicht die erwähnte Verwendung von Mikrowellen.

In der vorliegenden Arbeit werden die verschiedenen Impulsmodulationen (Amplituden-, Breite- und Lagemodulation von Impulsen) bezüglich ihrer Frequenzspektren, Energieverteilung und Verwendbarkeit näher untersucht. Ferner wird der Zusammenhang der Impulsfrequenz mit dem zu übertragenden Niederfrequenzband dargelegt. Im weiteren wird auf die Trennung und Demodulation der einzelnen Kanäle hingewiesen.

Der zweite Teil enthält eine Beschreibung eines phasenmodulierten Impulsmodulations-Systems für fünf Kanäle. Die Messungen zeigen, daß mit einer solchen Anordnung befriedigende Resultate im Hinblick auf Klirrfaktor und Nebensprechen erreicht werden.

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 1946—1948 am Institut für Hochfrequenztechnik an der E. T. H. Meinem sehr verehrten Lehrer, Herrn Prof. Dr. F. Tank, möchte ich für die Anregung dazu und die wertvollen Ratschläge während ihrer Entstehung herzlich danken.

V. Literaturverzeichnis

1. *Filipowsky, R.:* Das Frequenzspektrum periodischer Impulse. FTM, Bd. 7/8 (1943), 6, S. 58.
2. *Bauer, J.:* Beitrag zur Lösung des Problems der Erzeugung einer Gruppe harmonischer Trägerfrequenzen. Diss. E.T.H. 1943.
3. *Kotowsky, P., Sonnenfeld, S.:* Frequenzspektren von Hochfrequenzimpulsen. ENT, Bd. 14 (1937), 11, S. 360.
4. *Raabe, H.:* Untersuchung an der wechselzeitigen Mehrfachübertragung. ENT, Bd. 16 (1939), 8, S. 213.
5. *Roberts, F. F., Simmonds, J. C.:* Multichannel Communication Systems. Wireless Eng., Vol. 22 (1945), 11, p. 538.
6. *Kretzmer, E. R.:* Distortion in Pulse-Duration Modulation. Proc. I.R.E., Vol. 35 (1947), 11, p. 1230.
7. *Dorsman, C., de Bruin, S. L.,* Ein Elektronenschalter. Philips Techn. Rundschau, 4. Jahrg. (1939), 9, S. 280.
8. *Hughes, H. K., Koch, R. F.:* Combination Vacuum Tube Switch for Double-Trace CRO. Rev. scient. Instr., Vol. 12 (1941), 4, p. 183.
9. *Moerman, N. A.:* Four Channel Electronic Switch. Electronics, Vol. 19 (1946), 4, p. 150.
10. *Greer, W. R.:* Pulse Modulating System. Electronics, Vol. 19 (1946), 9, p. 126.
11. *Grieg, D. D., Levine, A. M.:* Pulse-Time-Modulated Multiplex Radio Relay System Terminal Equipment. El. Comm., Vol. 23 (1946), 6, p. 159.
12. *v. Baeyer, H. J.:* Die Grundlagen der Mehrkanalübertragung mit modulierten Impulsen. BBC-Mitt., Bd. 33 (1946), 3, S. 65.
13. *Bennett, W. R.:* Time Division Multiplex Systems. Bell Syst. Tech. J., Vol. 20 (1941), 4, p. 199.
14. *Staub, F.:* Bedeutung und Anwendung von Frequenzweichen bei Ultrakurzwellen-Mehrkanalsystemen. Bulletin SEV, Bd. 39 (1948), S. .
15. *Peter, R.:* Breitband-Richtstrahlantennen mit Anpaßvierpolen für Ultrakurzwellen. Mitt. aus dem Inst. für Hochfrequenztechnik an der E.T.H., No. 9. Verl. Gebr. Leemann & Co., Zürich.
16. *Prokott, E.:* Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik, S. 96. Verl. Hirzel, Leipzig.

17. *Shenk, E. R.:* The Multivibrator Applied Theory and Design. Electronics, Vol. 17 (1944), 1, 2, 3, p. 137, 140, 138.
18. *Ohman, G. P.:* Square-Wave-Differentiating Circuit Analysis. Electronics, Vol. 18 (1945), 8, p. 133.
19. *Benjamin, R.:* Blocking Oscillators. Journal of the Inst. of El. Eng., Vol. 93 (1946), No. 7, p. 1159.
20. *Toth, E.:* Noise and Output Limiters. Electronics, Vol. 19 (1946), 12, p. 120.
21. *Brainerd, J. C.:* Ultra-High-Frequency Techniques, p. 168. Copr. 1942 by D. van Nostrand Comp. Inc.
22. *Gordon, J. F.:* A New Angular-Velocity-Modulation System Employing Pulse Techniques. Proc. I.R.E., Vol. 34 (1946), 6, p. 328.
23. *Lozier, J. C.:* Spectrum Analysis of Pulse Modulated Waves. Bell Syst. Tech. J., Vol. 26 (1947), 4, p. 360.
24. *Altovsky, V. A.:* Les principaux facteurs qui conditionnent les systèmes de télécommunication radiomultiplex et hyperfréquences. L'onde électrique, Vol. 26 (1946), 11, p. 401.
25. *Cooke, Jelonik, Oxford, Fitch:* Pulse Communication. Journal of the Inst. of El. Eng., Vol. 94 (1947), No. 11, p. 83.
26. *Jelonek, Z.:* Noise Problems in Pulse Communication. Journal of the Inst. of El. Eng., Vol. 94 (1947), No. 13, p. 533.

Im gleichen Verlag erschienen

Jost Hänny

REGELUNGSTHEORIE

Kleines Handbuch für Ingenieure und Studenten

1946, 253 S., 100 Abb., 8°, geb. Fr. 23.—

Beurteilung der Stabilität, Berechnung des Reguliervorganges, Bewegungsgleichungen von Regulierungen (Dampfturbine mit Fliehkraft-Drehzahlregler, Regler mit nachgiebiger Rückführung, Durchfluß-Drehzahlregler, Beharrungsregler, Elektrische Schnellregler, Entnahme-Kondensationsturbine mit Durchfluß-Verbundregelung, Kompressor mit konstanter Liefermenge, Vollständige Gleichungen einer Turbine, Druck und Temperatur in einer Gasleitung, Elektronenröhren-Drehzahlregler für Ward-Leonard-Antrieb, Versuchsergebnisse), Laplace-Transformation.

Paul Güttinger

FREQUENZMODULATION

1947, 183, S., 99 Abb., 8°, geb. Fr. 25.—

Allgemeine Theorie der Frequenz- und Phasenmodulation, Verzerrungen, Fremdstörungen bei Frequenzmodulation, FM-Sender, FM-Empfänger, Mathematischer Anhang.

Charles Andreae

LES GRANDS SOUTERRAINS TRANSALPINS

1948, 199 p., 69 fig., 8°, broché, fr. 22.—

Perforation mécanique, Transport des matériaux, Problèmes géologiques (Prévisions géologiques, les poussées, la chaleur, les eaux souterraines), Ventilation et réfrigération, Le circuit primaire de la ventilation (Tunnel unique ou tunnel double), Méthodes de construction, Le revêtement, Mesures sanitaires, Organisation des travaux, Le coût.

VERLAG LEEMANN ZÜRICH

Im gleichen Verlag erschien

Henry Favre

COURS DE MÉCANIQUE

I.
STATIQUE

1946, 384 p., 422 fig., 8°, broché fr. 27.—, rel. fr. 30.—

Notions préliminaires: Lois et principes fondamentaux. Statique des corps solides rigides: Point matériel, Systèmes de forces dans un plan, dans l'espace, Centre de gravité, Frottement, Pièce fléchies et systèmes triangulés, Equilibre des fils et des cordes. — Statique des corps solides élastiques: Forces intérieures, Tensions et déformations, moments d'inertie des surfaces planes, Sollicitation et déformation des pièces fléchies, Torsion d'une barre, Théorie de l'élasticité. Hydrostatique: Equilibre des fluides incompressibles.

II.
DYNAMIQUE DES CORPS SOLIDES RIGIDES

1947, 434 p., 164 fig., 8°, broché fr. 32.—, rel. fr. 35.—

Dynamique du point matériel: Cinématique, Dynamique du point matériel libre, Travail et énergie, champs de forces, Dynamique du point matériel lié à une courbe ou à une surface. — Dynamique du corps solide rigide: Cinématique, Mouvement relatif, Dynamique du corps solide, mouvements parallèles à un plan, Mouvement autour d'un point fixé. — Dynamique des systèmes: Les travaux virtuels, Dynamique des systèmes, Equations de Lagrange, Chocs et percussions, Principes d'Hamilton et de la moindre action, Equations canoniques.

III.
CHAPITRES CHOISIS

1949, ca. 500 p., 176 fig., 8°. In Vorbereitung

Théorie de l'élasticité: Elasticité bidimensionnelle, Travail de déformation, Flexion des plaques planes. — Vibrations des corps élastiques: Vibrations transversales des cordes, Vibrations des barres prismatiques, Vibrations des membranes et des plaques. — Hydrodynamique: Similitude mécanique: Dynamique des fluides parfaits, Dynamique des fluides réels, Similitude mécanique.

VERLAG LEEMANN ZÜRICH

Im gleichen Verlag erschienen

1942 **Über die Möglichkeit der Verbesserung des Klydonographen durch die Verminderung des Druckes.**
Von Dr. Fritz Kurth. 80 Seiten, 64 Abb. Brosch. Fr. 6.—

1943 **Erzwungene elektrische Schwingungen an rotationssymmetrischen Leitern bei zonaler Anregung.**
Von Dr. Ernst Metzler. 100 Seiten, 17 Abb. Brosch. Fr. 6.80

1946 **Mechanische Eigenschaften quasi-elektrischer isotroper Körper.**
Von Dr. Friedrich Popert. 106 Seiten, 30 Abb. Brosch. Fr. 8.—

1946 **Doppelt gespeiste Induktionsmaschine.**
Von Dr. Marcel Brailowsky. 106 S., 38 Abb. Brosch. Fr. 8.40

VERLAG LEEMANN ZÜRICH

UNIVERSITY OF ILLINOIS-URBANA
3 0112 119914825